

Universidade de Brasília - UnB  
Faculdade UnB Gama - FGA  
Engenharia Eletrônica

# **SISTEMA DE CONTROLE DE CADEIRA DE RODAS MOTORIZADA PARA USÁRIOS PORTADORES DE TETRAPLEGIA**

Autor: Regina Marcela Ivo  
Orientador: Dr. Daniel Maurício Muñoz Arboleda

Brasília, DF  
2017





Regina Marcela Ivo

# **SISTEMA DE CONTROLE DE CADEIRA DE RODAS MOTORIZADA PARA USÁRIOS PORTADORES DE TETRAPLEGIA**

Monografia submetida ao curso de graduação  
em Engenharia Eletrônica da Universidade  
de Brasília, como requisito parcial para ob-  
tenção do Título de Bacharel em Engenharia  
Eletrônica.

Universidade de Brasília - UnB

Faculdade UnB Gama - FGA

Orientador: Dr. Daniel Maurício Muñoz Arboleda

Coorientador: Dr. Rudi Van Els

Brasília, DF

2017

---

Regina Marcela Ivo

SISTEMA DE CONTROLE DE CADEIRA DE RODAS MOTORIZADA  
PARA USÁRIOS PORTADORES DE TETRAPLEGIA/ Regina Marcela Ivo. –  
Brasília, DF, 2017-

90 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Dr. Daniel Maurício Muñoz Arboleda

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília - UnB  
Faculdade UnB Gama - FGA , 2017.

1. Cadeira de Rodas. 2. Sistema de controle. I. Dr. Daniel Maurício Muñoz  
Arboleda. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. SISTEMA  
DE CONTROLE DE CADEIRA DE RODAS MOTORIZADA PARA USÁRIOS  
PORTADORES DE TETRAPLEGIA

CDU 02:141:005.6

---



Regina Marcela Ivo

# **SISTEMA DE CONTROLE DE CADEIRA DE RODAS MOTORIZADA PARA USÁRIOS PORTADORES DE TETRAPLEGIA**

Monografia submetida ao curso de graduação  
em Engenharia Eletrônica da Universidade  
de Brasília, como requisito parcial para ob-  
tenção do Título de Bacharel em Engenharia  
Eletrônica.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 06 de julho de 2017:

---

**Dr. Daniel Maurício Muñoz Arboleda**  
Orientador, FGA/UNB

---

**Dr. Rudi Van Els**  
Coorientador, FGA/UNB

---

**Dr. Marcelino Monteiro de Andrade**  
Convidado 1, FGA/UNB

---

**Me. Renato Coral Sampaio**  
Convidado 2, FGA/UNB

Brasília, DF  
2017



# Agradecimentos

Ao término de uma etapa importante da minha jornada acadêmica e profissional vejo que a engenharia se tornou muito mais do que uma opção de curso, mas uma opção de vida da qual não me arrependo em nenhum instante. Acerca das dificuldades intrínsecas do processo de formação, vejo que as mesmas foram superadas de maneira escalonada e com o auxílio de muitos agentes nas mais diversas esferas da minha vida.

Agradeço primeiramente à Deus e à minha família por terem me guiado em todos os momentos difíceis, me proporcionando estrutura e me ajudando a gerir meus sentimentos e ações. Espero algum dia me tornar uma engenheira com pelo menos parte da capacidade técnica que meu pai detém e que eu consiga executar minhas tarefas com metade da excelência com que minha mãe as executaria.

Devo expressar também minhas gratulações ao meu professor orientador Dr. Daniel Maurício Muñoz Arboleda, a quem trago especial admiração profissional e gratidão por todo o tempo e paciência dispendidos no sentido de contribuir na construção da minha formação acadêmica.

Manifesto também meu agradecimento à todos os meus amigos, alguns de igreja, outros de escola, faculdade, estágio ou empresa júnior, que me acompanharam durante todos esses anos e me proporcionaram os melhores momentos. Por último, externo um agradecimento especial ao Felipe Gustavo, meu companheiro de jornadas de laboratório.



# Resumo

O presente projeto visa a construção de um sistema de controle para adaptação de uma cadeira de rodas comum em uma cadeira de rodas elétrica para usuários com mobilidade reduzida. Trata-se do desenvolvimento de uma solução de baixo custo no intuito de preencher uma lacuna existente sobre soluções desse tipo no mercado nacional. No processo de implementação, optou-se por utilizar uma metodologia *bottom-up*, na qual é compreendida a elaboração do *módulo de driver de potência* para acionamento dos motores, *módulo do controlador*, *módulo de acionamento* utilizando um joystick e do *módulo de sensoriamento de temperatura dos motores*. Em termos de plataforma para o hardware de controle optou-se pela utilização da BeagleBone Black em função de diversos fatores como disponibilidade no laboratório, quantidade de pinos de GPIOs, especialmente a conectividade com entradas analógicas, e capacidade de processamento. No que se refere ao *módulo de driver de potência*, o mesmo foi construído levando em consideração a potência de 144W de cada motor, necessidade de implementação de circuitos isoladores, circuito de proteção contra falhas no acionamento de modo a evitar acionamento simultâneo e circuito de proteção contra surtos, assim como uma ponte H construída a partir de transistores MOSFET, em virtude da alta corrente que deve ser chaveada. Portanto, atrelado a questões inerentes ao processo de construção do projeto está o esquadrinhamento de áreas específicas do conhecimento como eletrônica de potência para projeto do driver, controlador PID para controle de velocidade e filtro de kalman escalar para filtragem dos sinais do sensor de temperatura. Realizou-se testes de bancada utilizando um tacômetro digital de modo a aferir o desempenho das placas do driver de potência, a leitura do joystick, bem como a integração do sistema de controle com o joystick e o Driver de modo a demonstrar o funcionalismo do sistema implementado.

**Palavras-chave:** Cadeira de Rodas. BeagleBone Black. Sistema de Controle. Sistema Embarcado. Driver de potência. Controlador PID.



# Abstract

The following project aims to build a control system in order to adapt a regular wheelchair into an electric wheelchair for reduced mobility people. The intention is to develop a low cost solution that fills the gap on such solutions in the national market. In the implementation process, it was decided to use the *bottom-up* methodology, in which it is initially comprised the preparation of the *power driver module* for driving the motors and the *controller module*, the *actuation module* using a joystick, and sensing of motors temperatures. In terms of hardware platform control, the BeagleBone Black was chosen for reasons such as the availability in the lab, the numbers of GPIOs pins, especially the connectivity with analog inputs, and processing power. Regarding to the *power driver module*, it was constructed taking into consideration the required power of 144W for each motor, the necessity of implementing insulators circuits and surge protection as well as an H bridge, that make use of MOSFET transistors, due to the high current that must be driven. Therefore, linked to issues related to the project construction process is full exploration of specific areas of knowledge as power electronics to the construction of the *power driver module*, PID controller for speed control and implementation of Kalman filters for filtering the temperature sensors signals. Tests were performed using a digital tachometer to gauge the performance of the power driver boards, the reading of the joystick as well the integration of the control system with the joystick and the power driver boards in order to demonstrate the functionalism of the system.

**Key-words:** Wheelchair. BeagleBone Black. Control System. Embedded System. Power Driver. PID Controller.





# Lista de ilustrações

Figura 1 – Cadeira de Rodas Ortobras . . . . .	20
Figura 2 – Sistema mecânico de acoplamento e desacoplamento dos motores . . .	20
Figura 3 – Conjunto Moto-Redutor Motron MR 210-VER-240 . . . . .	21
Figura 4 – Bandeja para Suportar a Bateria, Placa de Controle e Placas de Potência	22
Figura 5 – Modelos de cadeiras disponíveis no mercado brasileiro . . . . .	28
Figura 6 – Disposição dos eletrodos proposta pelo projeto SIAMO (BAREA et al., 2002) . . . . .	29
Figura 7 – Protótipo do projeto VAHM (BOURHIS et al., 2001) . . . . .	30
Figura 8 – Protótipo do projeto Robchair (NUNES et al., 2003) . . . . .	30
Figura 9 – Protótipo com controle inteligente em tempo real (HUANG et al., 2017)	31
Figura 10 – Protótipo com controle por eletromiografia (HARDIANSYAH et al., 2016) . . . . .	31
Figura 11 – Sistemas de referência global e local (SIEGWART; NOURBAKHSH; SCARAMUZZA, 2011) . . . . .	32
Figura 12 – Parâmetros de uma roda Castor (SIEGWART; NOURBAKHSH; SCA- RAMUZZA, 2011) . . . . .	34
Figura 13 – Configuração básica de uma Ponte H (MEDEIROS; COSTA; SOARES, 2015) . . . . .	36
Figura 14 – Circuito Multiplicador de Tensão a Capacitor Chaveado (FERREIRA, 2014) . . . . .	36
Figura 15 – Circuito Multiplicador de Tensão com Diodos (FERREIRA, 2014) . . .	38
Figura 16 – Diagrama de Blocos Geral de um Sistema controlado por PID (THOR- LABS, 2012) . . . . .	38
Figura 17 – Função de Transferência de um Controlador PID no domínio de Laplace	39
Figura 18 – Resposta de um sistema em malha aberta à uma entrada degrau . . . .	41
Figura 19 – Resposta com oscilação constante . . . . .	42
Figura 20 – Diagrama de blocos de um sistema de controle digital (STARR, 2006) .	43
Figura 21 – Estrutura Analítica do Projeto . . . . .	50
Figura 22 – Diagrama Geral do Projeto . . . . .	51
Figura 23 – BeagleBone Black . . . . .	52
Figura 24 – Diagrama de blocos do controlador . . . . .	53
Figura 25 – Exemplo de Transformação em coordenadas polares . . . . .	53
Figura 26 – Diagrama de funcionalidade das Funções de conversão em coordenadas polares . . . . .	54
Figura 27 – Diagrama simulado do controlador PID . . . . .	56
Figura 28 – Resposta de velocidade ao Degrau e ao Impulso . . . . .	56

Figura 29 – Resposta de posição ao Degrau e ao Impulso . . . . .	57
Figura 30 – Resposta de velocidade com controlador PI . . . . .	57
Figura 31 – Diagrama simulado em malha aberta para sintonia em Ziegler-Nichols . . . . .	58
Figura 32 – Resposta de velocidade com controlador PID . . . . .	58
Figura 33 – Saída do módulo de controle . . . . .	59
Figura 34 – Diagrama Geral do Driver de Potência para cada motor . . . . .	60
Figura 35 – Esquemático geral do circuito de Driver de potência para cada motor . . . . .	61
Figura 36 – Circuito de Lógica de Acionamento . . . . .	62
Figura 37 – Circuito integrado 4N25 . . . . .	63
Figura 38 – Circuito isolador à esquerda e circuito de potência à direita . . . . .	63
Figura 39 – Ponte H . . . . .	64
Figura 40 – Circuito dobrador de tensão . . . . .	66
Figura 41 – Esquemático geral do circuito de Proteção contra Sobrecorrente . . . . .	68
Figura 42 – Montagem de circuito parcial na protoboard . . . . .	70
Figura 43 – PCI preliminar do <i>driver de potência</i> . . . . .	70
Figura 44 – Placa de circuito impresso simulada do <i>driver de potência</i> . . . . .	71
Figura 45 – Placa de circuito impresso do <i>driver de potência</i> de um dos motores . . . . .	71
Figura 46 – Sensor LM35 . . . . .	72
Figura 47 – Adaptação para instalação do Sensor LM35 . . . . .	73
Figura 48 – Resposta simulada do sistema utilizando Média Móvel . . . . .	74
Figura 49 – Resposta simulada do sistema utilizando Filtro de Kalman . . . . .	74
Figura 50 – Diagrama da função de leitura e processamento dos dados de temperatura . . . . .	75
Figura 51 – Joystick JC200-0026 . . . . .	76
Figura 52 – Esquemático do circuito condicionador dos sinais do joystick . . . . .	77
Figura 53 – Simulação 3D da placa de condicionador dos sinais do joystick e dos sensores LM35 . . . . .	78
Figura 54 – Fotografia da placa de condicionador dos sinais do joystick e dos sensores LM35 . . . . .	78
Figura 55 – Montagem do teste sem carga . . . . .	82
Figura 56 – Teste com tacômetro . . . . .	82
Figura 57 – Teste com joystick . . . . .	84
Figura 58 – Sensor de Corrente ACS709 . . . . .	88

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Sistema Moto-redutor Motron MR-210-VER-240 . . . . .	21
Tabela 2 – Descrição do problema . . . . .	23
Tabela 3 – Comparativo entre modelos comerciais de cadeira de rodas motorizada indoor em escala nacional . . . . .	28
Tabela 4 – Termos proporcional, integral e derivativo por Ziegler e Nichols (Método 01) . . . . .	41
Tabela 5 – Termos proporcional, integral e derivativo por Ziegler e Nichols (Método 02) . . . . .	42
Tabela 6 – Ajuste de Ganhos do Controlador . . . . .	42
Tabela 7 – Requisitos do Driver de Potência . . . . .	60
Tabela 8 – Tabela Verdade de Lógica de Acionamento. As condições sinalizadas com "x" correspondem às condições de <i>don't care</i> . . . . .	62
Tabela 9 – Lista de Componentes . . . . .	69
Tabela 10 – Especificações JC2000026 . . . . .	76
Tabela 11 – Lista de Componentes para placa do Joystick . . . . .	78
Tabela 12 – Relação de custos do protótipo (* Corresponde à um valor estimado.) .	79
Tabela 13 – Teste com tacômetro no motor direito . . . . .	83
Tabela 14 – Teste com tacômetro no motor esquerdo . . . . .	83



# Lista de abreviaturas e siglas

AD	Analógico/Digital
BBB	BeagleBone Black
CI	Circuito Integrado
EAP	Estrutura Analítica do Projeto
GPIO	General Purpose Input/Output
IIR	Infinite Impulse Response
IMU	Inertial Measurement Unit
NMOS	N-Channel Mosfet
NTC	Negative Temperature Coefficient
PCB	Printed Circuit Board
PID	Proporcional-Integral-Derivador
PMOS	P-Channel Mosfet
PRU	Programmable Real Time Unit
PTC	Positive Temperature Coefficient
PWM	Pulse Width Modulation
SEDPcD	Secretaria de Estado dos Direitos da Pessoa com Deficiência
SO	Sistema Operacional
TBJ	Transistor Bipolares de Junção
PSO	Particle Swarm Optimization



# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>19</b>
<b>1.1</b>	<b>Descrição do Problema</b>	<b>22</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos</b>	<b>23</b>
1.2.1	Objetivo geral	23
1.2.2	Objetivos específicos	24
<b>1.3</b>	<b>Requisitos</b>	<b>24</b>
<b>1.4</b>	<b>Metodologia</b>	<b>24</b>
<b>1.5</b>	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>26</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>27</b>
<b>2.1</b>	<b>Tecnologia Assistiva e as Cadeiras de Rodas</b>	<b>27</b>
<b>2.2</b>	<b>Estado da Arte</b>	<b>28</b>
<b>2.3</b>	<b>Modelagem Cinemática de uma Cadeira de Rodas</b>	<b>32</b>
2.3.1	Limitações na cinemática das rodas	34
<b>2.4</b>	<b>Topologias de Circuitos</b>	<b>36</b>
2.4.1	Ponte H	36
2.4.2	Multiplicadores de Tensão	36
<b>2.5</b>	<b>Controlador PID</b>	<b>38</b>
<b>2.6</b>	<b>Sintonia de Controladores PID</b>	<b>40</b>
2.6.1	Método de Ziegler e Nichols	40
2.6.1.1	Método da resposta ao degrau ou Método de curva de reação	40
2.6.1.2	Método da resposta em frequência ou Método da sensibilidade limite	41
2.6.1.3	Obtenção dos Parâmetros de Sintonia	42
2.6.2	Metodologia de Obtenção dos parâmetros PID utilizando o método de res- posta ao degrau	42
2.6.3	Controlador PID numérico	43
2.6.3.1	PID digital utilizando aproximação retangular	44
2.6.3.2	PID digital utilizando transformada Z	44
<b>2.7</b>	<b>Filtros de Kalman</b>	<b>45</b>
2.7.1	Algoritmo de Implementação do Filtro de Kalman	45
<b>3</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO</b>	<b>47</b>
<b>3.1</b>	<b>Solução Proposta</b>	<b>47</b>
3.1.1	Definição da Plataforma de Processamento e Controle	51
3.1.2	Controlador	52
3.1.2.1	Transformação em coordenadas polares	53

3.1.2.2	Cinemática . . . . .	55
3.1.2.3	PID . . . . .	55
3.1.2.4	Lógica . . . . .	59
3.1.2.5	PWM . . . . .	59
<b>3.2</b>	<b>Driver de Potência . . . . .</b>	<b>60</b>
3.2.1	Definição geral do Módulo de Driver de Potência . . . . .	60
3.2.2	Circuito de Lógica de Acionamento . . . . .	61
3.2.3	Circuito Isolador . . . . .	62
3.2.4	Ponte H . . . . .	64
3.2.5	Dobrador de Tensão . . . . .	65
3.2.6	Circuito protetor contra sobrecorrente . . . . .	67
3.2.7	Lista de Materiais do Driver de Potência . . . . .	69
3.2.8	Montagem na Protoboard e PCI Confeccionada . . . . .	69
<b>3.3</b>	<b>Sensoriamento de Temperatura dos Motores . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>3.4</b>	<b>Comando - Joystick . . . . .</b>	<b>75</b>
3.4.1	Circuito de Condicionamento dos sinais do Joystick . . . . .	76
3.4.2	Estimativa de Investimento . . . . .	78
<b>4</b>	<b>RESULTADOS . . . . .</b>	<b>81</b>
<b>4.1</b>	<b>Testes Funcionais . . . . .</b>	<b>81</b>
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>87</b>
<b>5.1</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>87</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>89</b>



# 1 Introdução

A tetraplegia é um dos tipos mais graves de lesão medular. Nesse caso, ocorre a perda da função motora e sensitiva nos segmentos cervicais da medula espinhal (DEFINO, 1999), o que implica no comprometimento das funções motoras nos quatro membros. Dessa forma, pacientes portadores de tetraplegia necessitam de dispositivos auxiliares no processo de locomoção.

O grau de dificuldade de inclusão de portadores de tetraplegia na sociedade é, portanto, bastante alto. De acordo com a Organização das Nações Unidas (ONU, 2014) 10% da população em todo o mundo sofre de algum tipo de deficiência, sendo que 80% dessas pessoas vive em países em desenvolvimento e, entre as pessoas mais pobres do mundo 20% têm algum tipo de deficiência. Segundo os dados obtidos do Censo de 2010 (CENSO, 2010), cerca de 7% da população brasileira possui algum tipo de deficiência motora e cerca de 2,33% da população brasileira possui algum tipo de deficiência motora severa o que corresponde a aproximadamente 4,5 milhões de brasileiros com extrema dificuldade de locomoção.

Em uma pesquisa de preços de mercado em âmbito nacional, constatou-se que os modelos mais simples de cadeira de rodas elétrica, com os preços mais acessíveis, custam em torno de R\$6.000,00. Em âmbito comercial não foram encontradas no Brasil tecnologias que atendam às necessidades de mobilidade de portadores de tetraplegia, logo, além do alto custo do equipamento soma-se a esse o custo de importação.

Existem diversas soluções em âmbito acadêmico, que utilizam-se de diversos mecanismos diferentes de acionamento, contudo a lacuna existente entre a academia e a comunidade ainda mostra-se como um grande desafio a ser superado.

Isto posto, observa-se a necessidade do desenvolvimento de uma tecnologia de baixo custo que seja capaz de suprir as necessidades de locomoção dessas pessoas permitindo-lhes maior autonomia e atuando como uma ferramenta no processo de recolocação dessas pessoas portadoras de deficiência física na sociedade.

Nesse contexto, uma equipe de alunos e professores da Universidade de Brasília propôs o desenvolvimento de um projeto de adaptação de uma cadeira de rodas comum em uma cadeira de rodas elétrica para usuários tetraplégicos.(FILHO et al., 2012)

Em um primeiro momento realizou-se uma pesquisa de mercado sobre o modelo mais usado em âmbito nacional, realizou-se a aquisição de um modelo de cadeira de rodas comum e, em seguida, efetuou-se a adaptação mecânica da mesma para possibilitar, por meio de uma alavanca, o acoplamento e desacoplamento do sistema de tração. A adaptação

mecânica também incluiu a inserção de um sistema de bandeja para realizar o suporte da bateria e da placa de potência.

Como o projeto trata-se de uma solução de baixo custo para a adaptação de uma cadeira de rodas comum em uma cadeira de rodas elétrica, a cadeira escolhida foi uma cadeira de baixo custo e fácil aquisição da Ortobras mostrada na Figura 1.



Figura 1 – Cadeira de Rodas Ortobras

Um dos problemas das cadeiras de rodas elétricas ocorre no momento em que a bateria se descarrega. Em função do acoplamento entre a redução dos motores e as rodas da cadeira, as mesmas travam quando os motores estão desligados, para resolver tal problema, a equipe desenvolveu um sistema mecânico para o acoplamento e desacoplamento dos motores por meio de uma alavanca como mostrado na Figura 2.(ADAPTE/DF, 2017)



Figura 2 – Sistema mecânico de acoplamento e desacoplamento dos motores

A cadeira possui dois conjuntos Moto-Redutores cujas principais especificações estão listadas na Tabela 1. O motor é do tipo imã-permanente, com ventilação externa para uso constante acoplado a um sistema redutor. O motor é mostrado na Figura 3.

Tabela 1 – Sistema Moto-redutor Motron MR-210-VER-240

FABRICANTE/MODELO	MOTRON MR 210-VER-240
TENSÃO	12V
N° DE POLOS	2
MASSA	2Kg
TIPO DE CORRENTE	CONTÍNUA
VELOCIDADE ANGULAR NOMINAL	240 RPM
CORRENTE	12 A
TORQUE	24 Kgf.cm
POTÊNCIA CONSUMIDA	144 W
RELAÇÃO DE REDUÇÃO	1:10

A escolha desse tipo de motor justifica-se pela facilidade de reversão e a possibilidade de implementação de um circuito capaz de controlar a velocidade de rotação em torque constante. Aplicações embarcadas em geral utilizam esse tipo de motor em função do tipo de alimentação ser de tensão contínua.



Figura 3 – Conjunto Moto-Redutor Motron MR 210-VER-240

Também foi construído um sistema de bandeja para o suporte da bateria e da placa de controle, o sistema utiliza guias telescópicas com esferas. Projetou-se de modo a permitir que o usuário conseguisse retirar a bandeja, em situações em que a cadeira deve ser dobrada. A Figura 4 indica as guias para sustentação da bandeja.



Figura 4 – Bandeja para Suportar a Bateria, Placa de Controle e Placas de Potência

O presente trabalho trata-se da continuação desse projeto, logo, propõe-se o desenvolvimento do driver de potência, do sistema de controle, de sensoriamento de temperatura dos motores e de acionamento por meio de joystick. Deve-se salientar que o módulo de acionamento usando joystick intenciona a realização de testes de bancada que permitam validar o funcionamento dos outros módulos do sistema.

## 1.1 Descrição do Problema

Em contexto brasileiro, as soluções que conseguem chegar à implementação nessa área são bastante escassas, o que demonstra um nicho bastante promissor em termos de pesquisa e desenvolvimento. Em face de tal cenário, observa-se a necessidade de se desenvolver um projeto que atenda às demandas da academia e da sociedade, preenchendo a lacuna existente entre pesquisa e prototipação propriamente dita.

A construção desse projeto é cadenciada no sentido de desenvolver um kit de adaptação de uma cadeira de rodas comum para um usuário tetraplégico, permitindo-lhe autonomia em seu deslocamento. A robótica móvel assistiva atua no desenvolvimento de soluções robóticas com o objetivo de auxiliar pessoas com dificuldade de locomoção, nesse sentido surge a necessidade de implementar sistemas com alto grau de estabilidade, conforto e segurança. A Tabela 2 apresenta de maneira sucinta a descrição do problema a ser tratado nesse projeto, assim como os efeitos de uma solução bem sucedida.

Tabela 2 – Descrição do problema

O PROBLEMA	Corresponde à falta de um equipamento de baixo custo e fácil adaptação para cadeira de rodas elétricas para usuários tetraplégicos.
AFETA	Aos próprios usuários, seus respectivos acompanhantes e todo o mercado associado a esse setor.
CUJOS IMPACTOS SÃO:	Problemas de inclusão social por parte dos portadores de tetraplegia e alto custo na aquisição desse tipo de equipamento.
UMA SOLUÇÃO BEM SUCEDIDA:	Facilitaria a mobilidade dos usuários; Auxiliaria no processo de inclusão social dos usuários; Amenizaria o risco de acidentes; Ampliaria o conjunto de soluções; Reduziria os custos na aquisição em comparação às soluções atuais; Possivelmente expandiria o mercado nesse setor ampliando, consequentemente, o acesso à esse tipo de tecnologia.

A elaboração de uma solução de baixo custo implica na busca de soluções alternativas que reduzem o custo total do projeto, mas que satisfaçam as condições de operação da cadeira. Assim, o desenvolvimento de tecnologia própria é primordial, os circuitos a serem implementados devem ser projetados de maneira dedicada à essa aplicação específica.

Em termos de hardware, observa-se, portanto, que um dos grandes problemas refere-se à elaboração de um circuito de potência para acionamento dos motores e da escolha do sistema de sensoramento de temperatura de modo a permitir a manipulação dos motores com segurança. Em termos de software, o grande problema refere-se à implementação da central de controle do sistema.

## 1.2 Objetivos

### 1.2.1 Objetivo geral

Projetar e implementar um circuito eletrônico que permita controlar uma cadeira de rodas elétrica a partir do comando fornecido por meio de um joystick operando dentro das condições de contorno estabelecidas, pelo sensoramento da temperatura dos motores e do módulo de detecção de sobrecorrente.

### 1.2.2 Objetivos específicos

- Projetar e implementar um driver de potência para acionamento dos motores que atenda aos requisitos de consumo e confiabilidade;
- Especificar e implementar um sistema de aquisição e processamento de dados dos sensores de temperatura;
- Projetar e instalar um sistema de acionamento por meio de um Joystick;
- Realizar o processo de integração entre os módulos do sistema na plataforma BeagleBone Black;
- Realizar testes de bancada que permitam verificar o correto funcionamento dos módulos desenvolvidos.

## 1.3 Requisitos

A seguir são apresentados os requisitos identificados como condições de partida do projeto, alinhando os objetivos do mesmo com todas as partes interessadas.

- A cadeira deve fazer curvas suaves;
- O sistema deve ser projetado de modo a permitir baixo consumo de energia;
- O kit de adaptação deverá prover a possibilidade de ser retirado da cadeira, caso necessário e deve possuir alta portabilidade em termos de massa e volume;
- Os circuitos devem ser projetados levando em consideração aspectos de estabilidade;
- A placa de controle deve ser isolada de circuitos que operam com corrente mais alta;
- A interface de acionamento deve ser intuitiva, para facilitar a utilização por parte do usuário durante os testes de bancada;
- A solução deve ser de baixo custo;
- O sistema de sensoriamento deve aferir grandezas que elevem a robustez do sistema de controle;

## 1.4 Metodologia

A concepção do projeto utilizou metodologia *top-down* para análise e compreensão do problema, seus condicionantes e requisitos operacionais do projeto, em seguida

aplicou-se a utilização de metodologia *bottom-up* para o desenvolvimento modular de cada entregável. Sudvidiu-se o desenvolvimento desse trabalho em fases, como mostrado a seguir.

- Iniciação ou Concepção:

Compreende atividades como o levantamento de requisitos e a definição do escopo, assim como apresentação da justificativa e objetivos do projeto.

- Elaboração ou Planejamento:

Trata-se de atividades voltadas ao planejamento de execução do projeto, como o desenvolvimento de metodologia e fundamentação teórica. Nessa etapa realizou-se o estudo acerca do estado da arte e de conceitos importantes que seriam utilizados no projeto como controlador PID, eletrônica de potência no desenvolvimento de drivers de acionamento de motores dc, teoria de PWM, filtros de Kalman e modelagem cinemática de uma cadeira de rodas.

- Implementação:

Em primeira instância, projetou-se o driver de acionamento dos motores, utilizou-se da tecnologia de opto-acopladores para realizar o isolamento eletrônico, ponte H para realizar a reversão dos motores e circuito de proteção contra acionamento simultâneo. Em seguida simulou-se o referido circuito, utilizando o software de simulação Proteus e, por último, implementou-se em PCB o driver de potência dos motores.

A segunda etapa correspondeu à modelagem cinemática da planta, por meio das equações cinemáticas que descrevem o sistema para, a partir dessas informações, projetar e modelar o controlador. A modelagem cinemática envolve aspectos geométricos da cadeira de rodas como um todo, enquanto a modelagem dinâmica abarca aspectos de incerteza quanto à distribuição não-homogênea da carga, levando em consideração que o usuário pode deslocar o seu peso para um lado da cadeira, todavia esse quesito não está compreendido no escopo desse projeto.

A terceira etapa de construção do protótipo compreendeu o desenvolvimento do sistema de controle em malha fechada, essa etapa incluiu a simulação do sistema em malha aberta no Matlab, a obtenção dos parâmetros do controlador a partir do modelo de uma planta similar, a simulação do sistema de controle em malha fechada e, por último, a implementação do PID na BeagleBone Black. O controlador PID apresentou-se como uma solução adequada no processo de compensação do desalinhamento inicial das rodas dianteiras com o movimento. A utilização de uma plataforma totalmente embarcada amplia consideravelmente a expansibilidade do projeto, optou-se pela utilização da BeagleBone Black para o desenvolvimento embarcado do projeto pois a plataforma de controle deveria ter suporte à quantidade de General Purpose Input/Output (GPIO) do sistema, possuir um sistema operacional

(SO) embarcado, alta capacidade de processamento dedicado, quantidade suficiente de conversores AD e saídas PWM's.

A quarta etapa consistiu na implementação do sistema de sensoriamento de temperatura e no projeto do módulo de detecção de sobrecorrente, adicionado ao circuito do Driver de Potência, projetados de modo a aumentar a robustez do sistema. Assim o sistema contém módulos de aferição de grandezas como a temperatura dos motores e desligamento do sistema em situações de sobrecorrente.

A quinta etapa corresponde à fase de testes do sistema em bancada, testes de cada módulo e do sistema integrado;

- Documentação:

Essa etapa corresponde à finalização do projeto, compreendendo, portanto, atividades como a elaboração final da documentação do projeto e entrega do produto de acordo com as respectivas fases do projeto.

## 1.5 Organização do Trabalho

Discorre-se nesse documento todo o desenvolvimento realizado na esfera desse projeto.

Em termos estruturais inicialmente esse trabalho apresenta um capítulo introdutório que possui o objetivo de elucidar todas as questões inerentes a definição do problema e uma noção geral da proposta de solução. O capítulo 2 compreende uma revisão da literatura realizada a fim de fundamentar as escolhas e definições posteriores.

O capítulo 3 apresenta o sistema proposto para o desenvolvimento desse trabalho, apresentando os aspectos de implementação em hardware do sensor de temperatura, módulo de proteção contra sobrecorrente, módulo de condicionamento dos dados do joystick e placa do driver de potência dos motores, bem como dos aspectos de implementação em software da malha de controle e filtragem digital dos dados de temperatura.

Os resultados obtidos por meio dos testes funcionais assim como a discussão dos mesmos são apresentados no capítulo 4. Por último, no capítulo 5 conclui-se o trabalho apresentando uma retrospectiva do mesmo e sugestões de futuras implementações.



## 2 Fundamentação Teórica

Esse capítulo é dedicado à uma exposição do estudo relacionado ao estado da arte bem como aos aspectos de revisão da literatura necessários à compreensão teórica para o desenvolvimento do projeto. Aborda-se aspectos importantes da teoria de controladores PID, modelagem cinemática, questões pontuais sobre topologias importantes a serem utilizadas no desenvolvimento e, teoria de implementação de algoritmos de filtros de kalman.

### 2.1 Tecnologia Assistiva e as Cadeiras de Rodas

Tecnologia Assistiva é uma área do conhecimento que compreende produtos e serviços que visam promover a participação de pessoas com deficiência em âmbito social. Nesse sentido, durante a história desenvolveu-se diversos equipamentos dentro do âmbito da tecnologia assistiva que vão desde simples bengalas a sistemas robustos de realidade virtual. (CTA, 2009)

Nesse contexto, as cadeiras de rodas representam uma importante vertente de desenvolvimento, atualmente existem diversos modelos de acordo com o perfil do usuário que variam substancialmente em relação ao design, funcionalidade, preço, material e outros fatores. Segundo Marco Antônio Pellegrini(PELLEGRINI, 2015), especialista em tecnologia assistiva e usuário tetraplégico de cadeira de rodas, as mesmas podem ser divididas em cinco grandes grupos:

- *Convencionais*: Modelos quem fecham em "x"ou rebatem o encosto, apresenta-se em diversas versões em função dos tipos de adicionais;
- *Motorizadas Indoor*: Modelos destinados à utilização em ambientes protegidos onde são demandadas manobras em pouco espaço, possuem motores e baterias de baixas potência e autonomia;
- *Motorizadas Outdoor*: Projetadas para utilização na rua, possuem motorização e baterias de grande autonomia e auto desempenho, são equipadas com diversos acessórios como faróis e lanternas;
- *Esportivas*: Modelos concebidos para alto desempenho, com sistema de amortecimento e quadros de fibra de carbono;
- *Triciclos e Quadriciclos*: Dispositivos projetados para usuários que possuem bom controle de membros superiores e equilíbrio de tronco.

## 2.2 Estado da Arte

Realizou-se uma pesquisa em âmbito nacional para verificar quais as tecnologias empregadas nas cadeiras de rodas motorizadas indoor disponíveis no mercado. Observou-se uma grande similaridade entre os modelos encontrados e selecionou-se dois modelos comerciais de duas das maiores fabricantes. A Tabela 3 apresenta um comparativo entre dois modelos, um de cada fabricante.

Tabela 3 – Comparativo entre modelos comerciais de cadeira de rodas motorizada indoor em escala nacional

Parâmetro	Ortobrás E4 ULX	Freedom Compact CM20
Preço	R\$8.890,00	R\$ 11.078,66
Acionamento	Joystick VR2 P& G	Joystick
Potência do motor	320W	400W
Autonomia	15Km	30Km
Bateria	26Ah	38Ah



**Ortobrás E4ULX**



**Freedom Compact CM20**

Figura 5 – Modelos de cadeiras disponíveis no mercado brasileiro

Nesse sentido, é possível observar que comercialmente, no Brasil, encontra-se soluções que atendem apenas a usuários que possuem algum tipo de mobilidade com as mãos, para que possam manusear o joystick. Não foi encontrada nenhuma solução em nível comercial que atenda as necessidades de usuários portadores de tetraplegia.

Em termos acadêmicos, no entanto, existem diversos modelos caracterizados por diferentes mecanismos de acionamento e diversas soluções que atendem às diferentes necessidades, diversas propostas de sistema de sensoramento, específicas de cada usuário.

Uma extensa gama de interfaces tem sido criada com o propósito de auxiliar usuários de cadeira de rodas a controlar sua cadeira, quando os mesmos não possuem a habilidade para manipular joysticks convencionais. Nesse sentido encontra-se soluções que utilizam-se de outros artifícios mecânicos que possibilitam o controle através de alguma

outra parte do corpo do usuário, como o cotovelo, língua ou queixo do usuário. (FERREIRA, 2008)

Ainda com relação ao sistema de acionamento, outra grande vertente de desenvolvimento baseia-se na utilização de outros tipos de sensores eletrônicos para captação dos comandos do usuário. Nesse contexto surge uma grande variedade de soluções, como a utilização de acelerômetros que captam os movimento da cabeça do usuário, sensores ópticos que captam o movimento dos olhos do usuário, sensores de fluxo utilizados para aferir movimentos de sucção, eletrodos que captam o movimento dos olhos. Nesse contexto, descreve-se a seguir alguns desses projetos.

### Projeto SIAMO

O protótipo do projeto SIAMO é baseado no processo de controle de uma cadeira de rodas por meio de eletroculografia, ou seja, são dispostos cinco eletrodos ao redor dos olhos, conforme mostrado na Figura 6, e o potencial elétrico existente entre a retina e a córnea é estimado por meio da aferição da tensão induzida nesse sistema de eletrodos. (BAREA et al., 2002)

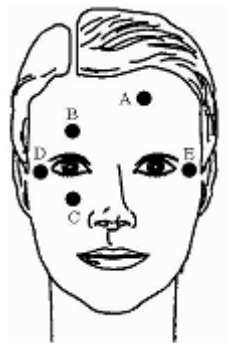


Figura 6 – Disposição dos eletrodos proposta pelo projeto SIAMO (BAREA et al., 2002)

O eletrodo 'A', mostrado na Figura 6 é utilizado como referência, e o sinal, amostrado a cada  $100ms$ , muda aproximadamente  $20\mu V$  para cada grau de movimento.

Os problemas dessa solução são com relação a disposição dos eletrodos, que pode incomodar o usuário, e a utilização de uma tela posicionada a frente do usuário, o que dificulta a visão do usuário.

### Projeto VAHM

O protótipo VAHM foi desenvolvido pensando na grande diversidade de tipos de usuários possíveis, logo o mesmo possibilita a utilização da cadeira em três modos diferentes. O primeiro é o *modo autônomo* no qual uma trajetória planejada, em um ambiente mapeado, é executada. Outra possibilidade é o *modo manual assistido*, no qual o sistema responde aos comandos do usuário mas permite seguir paredes ou evitar obstáculos. Por último, é possível utilizar o sistema em modo manual em que possibilita a utilização da

cadeira de maneira clássica. (BOURHIS et al., 2001)

O protótipo utiliza quatorze transdutores ultrassônicos, duas redes de transmissores/receptores infravermelhos e um processador dedicado para o tratamento de dados de cada sensor, a Figura 7 apresenta o protótipo desenvolvido pelo projeto VAHM.



Figura 7 – Protótipo do projeto VAHM (BOURHIS et al., 2001)

### Projeto Robchair

Esse protótipo foi planejado para receber comandos de voz, detectar obstáculos e seguir uma rota pré-planejada. O sistema de sensoriamento é composto por quatorze sensores de triangulação, sete sensores de ultrassom, quatorze sensores refletor de infravermelho e codificadores ópticos de quadratura localizados nas rodas. A Figura 8 apresenta o protótipo desenvolvido pelo projeto Robchair. (NUNES et al., 2003)



Figura 8 – Protótipo do projeto Robchair (NUNES et al., 2003)

Em primeiro momento o usuário deve gravar os comandos de movimento para que o sistema reconheça a sua voz, tal procedimento deve ser executado apenas uma vez. Os comandos de voz recebidos são enviados ao módulo de navegação que fornece uma indicação da direção e o sistema de sensoriamento fornece os dados ao controlador para que o mesmo decida a melhor trajetória a ser tomada. Um dos grandes problemas desse tipo de solução é com relação a utilização em ambientes ruidosos.

### Cadeira de rodas inteligente com controle em tempo real

Esse protótipo foi desenvolvido utilizando tecnologia baseada em encefalografia para controlar a cadeira de rodas por meio do monitoramento eletrofisiológico para registrar a atividade elétrica do cérebro e em geolocalização por meio de um módulo GPS para localizar a posição da cadeira de rodas e permitir que a mesma siga um caminho para um destino específico. A Figura 9 apresenta o teste realizado com o protótipo em miniatura.

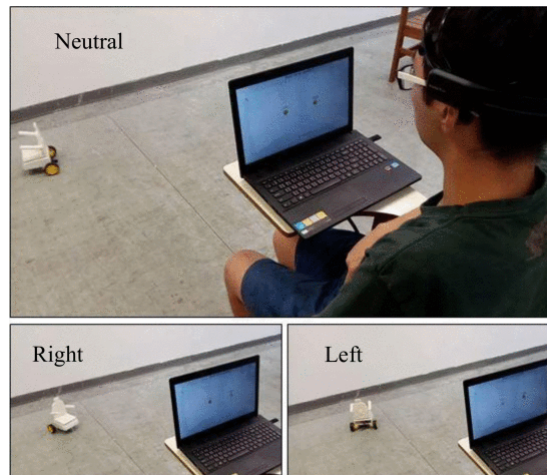


Figura 9 – Protótipo com controle inteligente em tempo real (HUANG et al., 2017)

### Cadeira de rodas com controle por eletromiografia

Esse projeto visa a construção de um protótipo planejado para receber os sinais provenientes de sensores posicionados no braço do usuário. O protótipo possui um total de 4 canais de eletrodos para amostragem dos sinais dos músculos. O bíceps é utilizado para comando de seguir em frente, o tríceps é utilizado para comando de andar para trás, o músculo flexor do punho para comando à direita e o músculo extensor para comando à esquerda. A Figura 10 apresenta o protótipo do projeto.

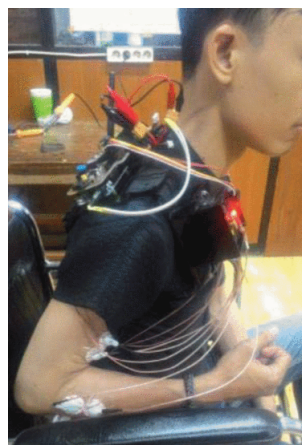


Figura 10 – Protótipo com controle por eletromiografia (HARDIANSYAH et al., 2016)

## 2.3 Modelagem Cinemática de uma Cadeira de Rodas

A modelagem cinemática de qualquer robô é um processo *bottom-up* e o mesmo se inicia com o procedimento de descrição da contribuição que cada roda provê ao movimento. (SIEGWART; NOURBAKHSH; SCARAMUZZA, 2011)

Nesse sentido, cada roda contribui para o movimento do robô e, ao mesmo tempo, impõe limitações ao próprio movimento do robô. As rodas do robô estão atadas pela própria geometria do chassi do robô e, portanto, as limitações impostas por cada roda são combinadas de modo a formar as limitações do movimento do chassi do robô em geral.

Com o objetivo de especificar a posição do robô no plano, inicialmente é necessário estabelecer uma relação entre o plano de referência global e o plano de referência do robô, como pode ser visto na Figura 11.

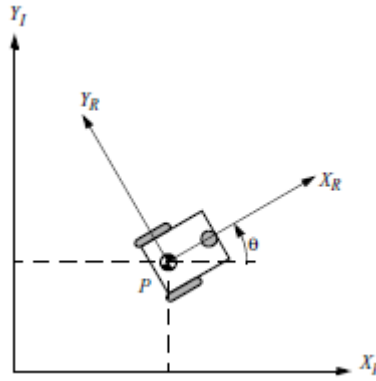


Figura 11 – Sistemas de referência global e local (SIEGWART; NOURBAKHSH; SCARAMUZZA, 2011)

A posição de um robô no sistema global é dada por um vetor, como pode ser visto a seguir,

$$\xi = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \theta \end{bmatrix}$$

Logo, para descrever o movimento de um robô em termos de suas componentes de movimento é necessário mapear o movimento ao longo dos eixos no sistema global de referência para os eixos ao longo do sistema local de referência do robô utilizando a matriz de rotação  $R(\theta)$ .

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Portanto, o mapeamento é uma função da posição atual do robô. Assim,

$$\dot{\xi}_R = R(\theta) \times \dot{\xi}_I \quad (2.1)$$

Considere,

$r$  : é raio de cada roda

$l$  : é distância entre cada roda e o ponto P

$\dot{\varphi}_1$  e  $\dot{\varphi}_2$  : corresponde a velocidade angular de cada roda

Então, o modelo a seguir deve predizer a velocidade do robô como um todo no sistema global de referência,

$$\dot{\xi} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = f(l, r, \theta, \dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2)$$

Onde  $\dot{x}$  é a velocidade escalar do robô. Portanto,

$$\dot{x}_r = \frac{1}{2}r(\dot{\varphi}_1 + \dot{\varphi}_2) \quad (2.2)$$

Como nenhuma das rodas contribui para movimentos laterais no sistema de localização do robô,  $\dot{y}_r$  é sempre zero.

Um movimento de rotação para frente na roda direita resulta em uma rotação do ponto P no sentido anti-horário. Logo, se a roda direita rotaciona sozinha, a velocidade angular da mesma  $\omega_1$  será dada por,

$$\omega_1 = \frac{r \times \dot{\varphi}_1}{2l} \quad (2.3)$$

De maneira análoga, um movimento de rotação para frente na roda esquerda resulta em uma rotação do ponto P no sentido horário. Logo, se a roda esquerda rotaciona sozinha, a velocidade angular da mesma  $\omega_2$  será dada por,

$$\omega_2 = -\frac{r \times \dot{\varphi}_2}{2l} \quad (2.4)$$

Portanto,

$$\dot{\xi}_R = \begin{bmatrix} \frac{r(\dot{\varphi}_1 + \dot{\varphi}_2)}{2} \\ 0 \\ \frac{r(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2)}{2l} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

E, de maneira análoga,

$$\dot{\xi}_I = R_{(\theta)}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{r(\dot{\varphi}_1 + \dot{\varphi}_2)}{2} \\ 0 \\ \frac{r(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2)}{2l} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

### 2.3.1 Limitações na cinemática das rodas

A partir das premissas de que o plano das rodas sempre permanece vertical e que, em todos os casos, sempre existe apenas um ponto de contato entre a roda e o plano do chão, e que não ocorre deslizamento nesse ponto de contato, é possível avaliar o efeito que cada roda impõe às limitações cinemáticas. Sistemáticamente é possível descrever duas limitações cinemáticas de qualquer tipo de roda a partir das premissas supracitadas, como descrito a seguir.

- A roda deve rolar quando o movimento acontece na direção apropriada. Essa limitação reforça o conceito de contato de rolamento.
- A roda não deve deslizar ortogonalmente ao plano da roda. Essa limitação reforça o conceito de não deslizamento lateral.

Existem basicamente quatro tipos de rodas cujas características abarcam grande parte das aplicações: rodas fixas, rodas castor, rodas esféricas e rodas direcionais. Descreve-se a seguir apenas a modelagem das rodas do tipo Castor, visto que é o tipo de rodinha utilizado para as rodas dianteiras das cadeiras de rodas.

#### Roda Castor

São rodinhas similares às rodas direcionais, com exceção do fato de que o eixo vertical de rotação em uma roda Castor não passa pelo ponto de contato com o solo, como pode ser visto na Figura 12.

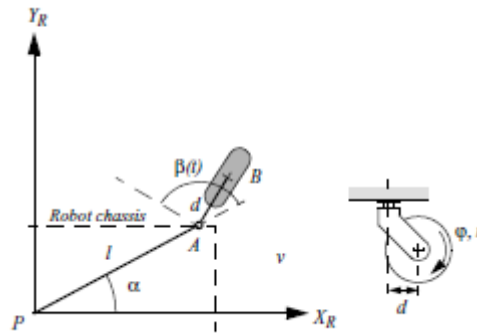


Figura 12 – Parâmetros de uma roda Castor (SIEGWART; NOURBAKSH; SCARAMUZZA, 2011)



A condição de rolagem para uma roda fixa reforça que todo movimento ao longo de uma direção deve ser acompanhado por uma quantidade apropriada de giros das rodas garantindo que haja contato puro no ponto de contato. Como o plano da roda, durante o movimento, está sempre alinhado a equação que descreve a limitação cinemática de rolagem para uma roda fixa permanece válida para uma roda Castor, como visto a seguir.

$$[\sin(\alpha + \beta) - \cos(\alpha + \beta)(-l)\cos(\beta)]\dot{\xi}_R - r\dot{\varphi} = 0 \quad (2.7)$$

Em função do deslocamento entre o ponto de contato com o chão e o eixo vertical de rotação, nas rodas Castor a própria ação de direção move o chassi do robô, visto que a geometria de uma roda Castor possui grande impacto na limitação de deslizamento.

$$[\cos(\alpha + \beta)\sin(\alpha + \beta)(l)\sin(\beta)]\dot{\xi}_R - \partial\dot{\varphi} = 0 \quad (2.8)$$

Rodas Castor não impõem limitações cinemáticas para o chassi do robô, desde que  $\dot{\xi}_I$  pode variar livremente em todos os casos em função dos graus de liberdade internos da roda. Portanto, esse tipo de sistema é denominado omnidirecional.

### Equações de Setpoints do Bloco de Modelagem Cinemática

A partir da Equação 2.5 portanto é possível encontrar os valores de setpoint de velocidade angular de cada roda de modo a satisfazer as condições de setpoint de velocidade linear da cadeira de rodas ajustada pelo usuário, como descrito no equacionamento a seguir.

A partir da Equação 2.5 obtém-se,

$$\dot{x} = \frac{r}{2}(\dot{\varphi}_1 + \dot{\varphi}_2) \quad (2.9)$$

$$\dot{\theta} = \frac{r}{2l}(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2) \quad (2.10)$$

Logo, é possível obter as equações da cinemática inversa, como descrito a seguir,

$$\varphi_1 = \frac{\dot{x}}{r} + \frac{l\dot{\theta}}{r} \quad (2.11)$$

$$\varphi_2 = \frac{\dot{x}}{r} - \frac{l\dot{\theta}}{r} \quad (2.12)$$

## 2.4 Topologias de Circuitos

### 2.4.1 Ponte H

São circuitos bastante difundidos em aplicações que envolvam o controle do sentido de rotação de motores monofásicos indutivos, podem ser construídas com qualquer dispositivo que simule o funcionamento de uma chave, como as chaves mecânicas, relés e transistores. A Figura 13 apresenta a estrutura básica de uma Ponte H construída a partir de TBJs NPN.

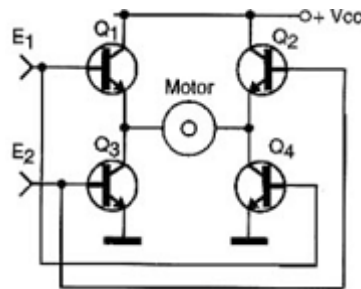


Figura 13 – Configuração básica de uma Ponte H (MEDEIROS; COSTA; SOARES, 2015)

Objetiva-se, com esse circuito, realizar a troca de sentido do motor por meio da inversão de polarização do motor, assim em um momento os transistores Q1 e Q4 devem conduzir, enquanto Q2 e Q3 permanecem em corte, permitindo fluir corrente no motor em um sentido e em outro momento os transistores Q2 e Q3 devem conduzir, enquanto Q1 e Q4 devem permanecer em corte, permitindo fluir corrente no motor no sentido oposto.

### 2.4.2 Multiplicadores de Tensão

São circuitos que possibilitam a obtenção de uma tensão contínua de saída que é um múltiplo inteiro do valor de pico de uma tensão alternada de entrada, mostrado na Figura 14.(FERREIRA, 2014)

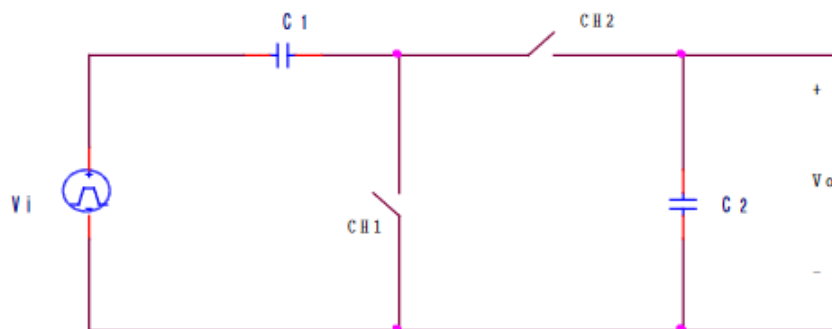


Figura 14 – Circuito Multiplicador de Tensão a Capacitor Chaveado (FERREIRA, 2014)

A polaridade da tensão de saída está em função da posição das chaves e da tensão de entrada  $V_i$ . Para que o circuito apresente bom funcionamento o período de chaveamento

das chaves deve ser o mesmo da fonte  $V_i$ . Descreve-se a seguir o princípio de funcionamento desse circuito, a análise inicia-se considerando o primeiro semi-ciclo negativo.

- Considerando inicialmente CH1 fechada e CH2 aberta, o capacitor C1 se carregaria e o capacitor C2 permaneceria descarregado;
- No próximo semi-ciclo CH1 estaria aberta e CH2 estaria fechada logo ocorreria a transferência de carga da fonte e do capacitor C1 para o capacitor C2;
- No semi-ciclo seguinte teria-se a configuração inicial das chaves novamente e o capacitor C1 se carregaria enquanto o capacitor C2 manteria as cargas acumuladas no semi-ciclo anterior;
- Em seguida teria-se novamente CH1 aberta e CH2 fechada logo ocorreria novamente transferência de carga de C1 e  $V_i$  para C2, aumentando a carga de C2;
- Esse processo se repete até que a tensão em C2 se estabilize próxima a  $2V_i$ .

As chaves podem ser substituídas por diodos, como mostrado na Figura 15 de modo a facilitar a implementação. Descreve-se a seguir o funcionamento do referido circuito:

- No semi-ciclo negativo de  $V_i$ , o diodo D1 estará diretamente polarizado logo o capacitor C1 será carregado, não fluirá corrente para o capacitor C2 pois o diodo D2 estará reversamente polarizado e C2 permanecerá descarregado;
- No semi-ciclo positivo de  $V_i$ , o diodo D1 estará reversamente polarizado e o diodo D2 estará diretamente polarizado logo ocorrerá transferência de carga da fonte e do capacitor C1 para o capacitor C2.
- Como ocorre uma queda de tensão  $V_d$  em cada diodo, a tensão observada no capacitor será  $2V_i - 2V_d$ .
- Para obter uma tensão negativa no capacitor C2 basta inverter as posições referenciais dos diodos.

Esse circuito pode ser expandido  $n$  vezes para se obter uma tensão de saída que é  $n$  vezes a tensão de pico na entrada, considerando as tensões nos diodos obter-se-

$$V_o = n \times V_i - nV_d \quad (2.13)$$

A corrente da carga na saída tenderá a descarregar C2 ao longo do tempo, o ciclo de carga e descarga de C2 produzirá uma ondulação na tensão de saída, ou melhor, um *ripple*, a Equação 2.13 não considera tal efeito.

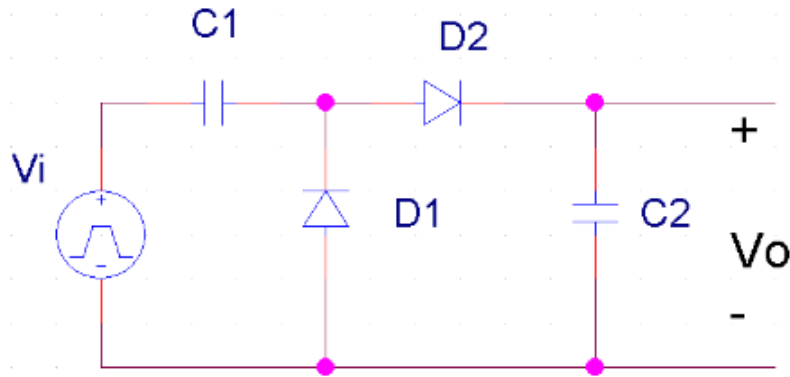


Figura 15 – Circuito Multiplicador de Tensão com Diodos (FERREIRA, 2014)

## 2.5 Controlador PID

Em sistemas em malha fechada, em geral, adiciona-se um elemento compensador cujo objetivo é proporcionar o controle de uma variável específica a partir da relação entre a saída aferida do sistema  $y(t)$  e a saída desejada  $r(t)$ . Controladores PIDs correspondem à uma técnica de controle de processos que une as ações proporcional, integral e derivativa com o objetivo de minimizar ou até zerar o sinal de erro. (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998)

A Figura 16 apresenta o diagrama de blocos geral de um sistema com um controlador PID implementado,

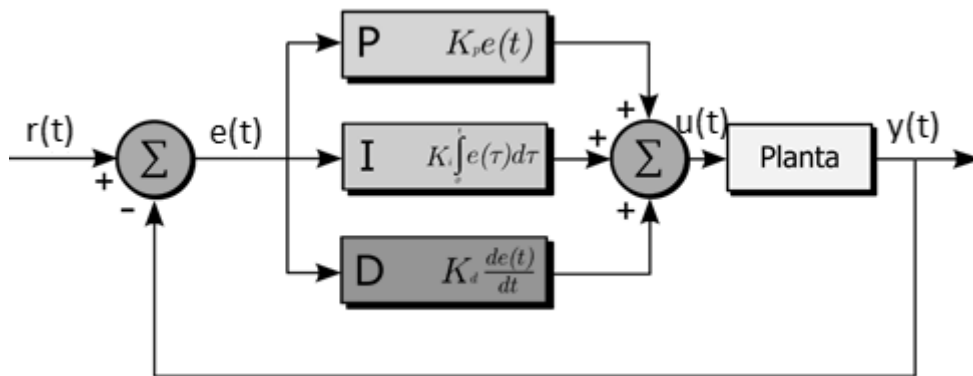


Figura 16 – Diagrama de Blocos Geral de um Sistema controlado por PID (THORLABS, 2012)

onde,

$K_p$ : Ganho proporcional;

$K_i$ : Ganho integral;

$K_d$ : Ganho derivativo;

$e(t)$ : Erro;

$y(t)$ : Saída do sistema;

$r(t)$ : Valor desejado;  
 $u(t)$ : Sinal de saída do controlador;  
 $t$  : Instante em análise;

É importante salientar que na Figura 16 apresenta-se uma realimentação unitária, visto que a análise centra-se no controlador, no entanto sistemas robustos utilizam-se de realimentação por meio do sistema de sensoriamento.

- O Ganho Proporcional,  $k_p$ , acelera a resposta do sistema, pois quanto maior o erro, maior o termo proporcional de compensação. No entanto, o ganho proporcional deve ser ajustado com cautela pois o seu aumento excessivo pode inserir um caráter oscilatório no sistema fazendo-o tender à instabilidade.
- Para sistemas do tipo 0, ou seja, que não possuem um integrador, a componente I do controlador, para I maior ou igual a 0, retira o erro em regime permanente para um sistema com uma entrada degrau. O aumento do Ganho Integral,  $k_i$ , possibilita o aumento da velocidade de convergência para a resposta em regime permanente.
- O Ganho Derivativo,  $k_d$ , antecipa futuros erros e introduz ação apropriada, inserindo efeito estabilizante, em virtude do aumento do amortecimento, na resposta da malha de controle. Possui ação fundamental no controle da resposta do sistema em regime transitório. Em regime permanente, no entanto, sua influência é nula visto que o erro é constante ou nulo. (OGATA; MAYA; LEONARDI, 2003)

Como pode ser visto na Figura 16, o controlador PID ajusta a variável manipulada em função do sinal de erro descrito por meio da Equação 2.14.

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.14)$$

Transformando para o domínio da frequência é possível simplificar a análise e a determinação dos referidos parâmetros do controlador PID, como mostrado na Figura 17.

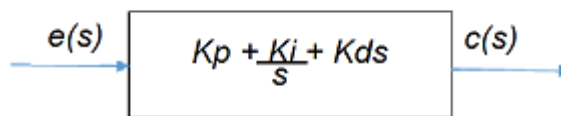


Figura 17 – Função de Transferência de um Controlador PID no domínio de Laplace

Portanto,

$$G(s) = \frac{c(s)}{e(s)} \quad (2.15)$$

Em processos de sintonia utilizam-se de diversos artifícios matemáticos e experimentais como o tradicional Método de Ziegler-Nichols, Método de Cohen e Coon, algoritmos genéticos entre outros. (NISE; SILVA, 2002)

## 2.6 Sintonia de Controladores PID

Métodos analíticos de sintonia são projetados de modo a obter a Função de Transferência da planta e, a partir da mesma, extrair todos os parâmetros necessários para a caracterização da resposta dinâmica do sistema.

Métodos empíricos de sintonia são amplamente difundidos em escala industrial. Objetivam caracterizar o sistema, em regime de otimização, a partir dos resultados obtidos da resposta do sistema à um estímulo conhecido. Atualmente, a grande maioria dos controladores industriais possui um módulo *self-tuner*, os quais são implementados de modo a automatizar o processo de obtenção dos parâmetros para o PID.

Para o sistema em questão optou-se por implementar inicialmente o Método Clássico de Ziegler Nichols e avaliar o desempenho do sistema e, em soluções futuras, a partir da modelagem cinemática, implementar a sintonia por meio de métodos analíticos.

### 2.6.1 Método de Ziegler e Nichols

O objetivo do método é obter parâmetros empíricos que descrevam o sistema a partir da análise da resposta do sistema à estímulos específicos. Existem duas versões do método, o Método da resposta ao degrau e o Método da resposta em frequência.

#### 2.6.1.1 Método da resposta ao degrau ou Método de curva de reação

Estimula-se o sistema em malha aberta com uma entrada degrau e obtém-se a resposta. É possível obter a resposta do sistema em malha fechada em virtude de seu comportamento em modo manual, ou seja, em malha aberta. A partir dos parâmetros extraídos  $K$ ,  $L$ ,  $T$ , obtém-se os valores de ponto de partida para os ganhos proporcional, integral e derivativo e em seguida realiza-se o ajuste fino, caso necessário. (NISE; SILVA, 2002)

Em geral, sistemas que não possuem integradores ou polos complexos dominantes apresentam curva de resposta ao degrau em regime transitório em aspecto de um S como mostrado na Figura 18,

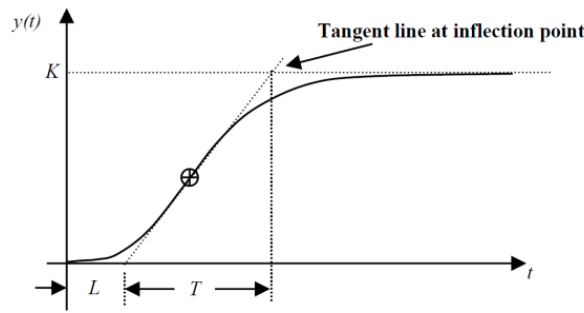


Figura 18 – Resposta de um sistema em malha aberta à uma entrada degrau

O ponto demarcado na Figura 18 consiste do ponto de inflexão, ou seja, é o instante para o qual a derivada é máxima, correspondendo, portanto, ao ponto ótimo de resposta do sistema. Duas constantes caracterizam a curva supracitada,  $L$  e  $T$ , respectivamente, o atraso e a constante de tempo, definidos a partir da reta tangente à curva no ponto de máxima variação. É possível obter  $L$  e  $T$  a partir das Equações 2.16 e 2.17.

$$L = Tr - \frac{Yr}{R} \quad (2.16)$$

$$T = \frac{Vrp}{R} \quad (2.17)$$

onde,

$R$ : Máximo valor da taxa de variação da saída

$Tr$ : Instante de tempo que esse valor é observado

$Yr$ : Valor de saída no instante observado

$Vrp$ : Valor da varável de processo em regime permanente

Baseado em testes experimentais Ziegler e Nichols propuseram as relações apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Termos proporcional, integral e derivativo por Ziegler e Nichols (Método 01)

$K_p$	$T_i$	$T_d$
$1, 2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0, 5L$

### 2.6.1.2 Método da resposta em frequência ou Método da sensibilidade limite

Desabilita-se os termos integral e derivativo do controlador e incrementa-se o termo proporcional até que se tenha uma oscilação com amplitude constante em malha fechada. Denomina-se ganho crítico,  $K_u$ , o ganho referente à esse ponto de oscilação. Obtém-se, em seguida, o período de oscilação,  $T_u$ , como mostrado na Figura 19. (NISE; SILVA, 2002)

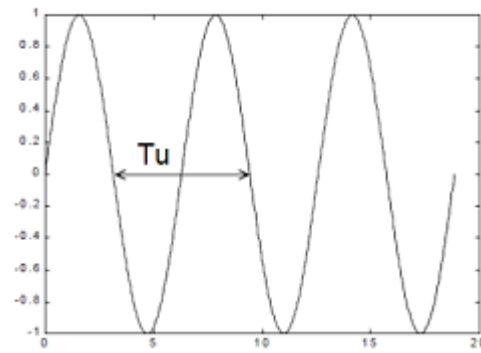


Figura 19 – Resposta com oscilação constante

Baseado em testes experimentais Ziegler e Nichols propuseram as relações apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Termos proporcional, integral e derivativo por Ziegler e Nichols (Método 02)

<b>Kp</b>	<b>Ti</b>	<b>Td</b>
0,6Ku	0,5Tu	0,125Tu

### 2.6.1.3 Obtenção dos Parâmetros de Sintonia

Como  $G(c)$  é definido pela Equação 2.15, obtém-se diretamente os valores dos parâmetros PID diretamente, como mostrado na Tabela 6.

Tabela 6 – Ajuste de Ganhos do Controlador

<b>P</b>	<b>I</b>	<b>D</b>
$Kp$	$\frac{Kp}{Ti}$	$Kp \times Td$

## 2.6.2 Metodologia de Obtenção dos parâmetros PID utilizando o método de resposta ao degrau

A variável a ser manipulada no sistema é a velocidade angular, logo o *setpoint* a ser considerado no sistema corresponde ao valor correspondente à tensão média da saída PWM. No entanto, em virtude de fatores físicos, como o perfil do solo, em geral os valores reais de velocidade angular não corresponderão aos valores efetivamente programados. Nesse contexto surge a necessidade da implementação de um controlador responsável por reduzir os erros entre os valores de setpoint de velocidade angular e os valores reais. Nesse projeto optou-se pela utilização de um controlador PID em função de seu alto desempenho e facilidade de implementação.



Como descrito anteriormente nesse trabalho, existem diversos mecanismos para realizar a sintonia de controladores PID, como não consta no escopo desse trabalho a realização da modelagem cinemática e dinâmica da cadeira, desenvolveu-se uma metodologia de sintonia por meio de dados empíricos baseada no Método de Ziegler-Nichols.

Em função das características intrínsecas do sistema o Método de resposta ao degrau mostra-se mais viável. Descreve-se abaixo de forma sucinta a metodologia necessária para a aplicação do método de resposta ao degrau:

- Colocar o sistema em PID manual, corresponde ao modo pelo qual o sistema realiza o *by-pass* do controlador PID, determinar um valor para a variável manipulada e observar o comportamento em regime transitório e permanente. Consiste em iniciar o movimento da cadeira com uma velocidade fixa a partir do repouso;
- Coletar os dados, saída do sistema em função do tempo, referentes ao regime transitório do sistema, por meio do módulo de velocidade do sistema de sensoriamento;
- Calcular a máxima taxa de variação

$$Rmáx = \frac{(y(n) - y(n - 1))}{(t(n) - t(n - 1))} \quad (2.18)$$

- Registrar os valores de  $Tr$  e  $Yr$  para esse ponto;
- Aplicar nas Equações 2.16 e 2.17 os valores obtidos e obtenha os parâmetros para as Tabelas 4 e 6.

### 2.6.3 Controlador PID numérico

Quando o objetivo é implementar um controlador PID que um processador seja capaz de interpretar deve-se transcrever os conceitos apresentados para o domínio digital e implementar uma rotina que execute um PID numérico, como mostrado na Figura 20.

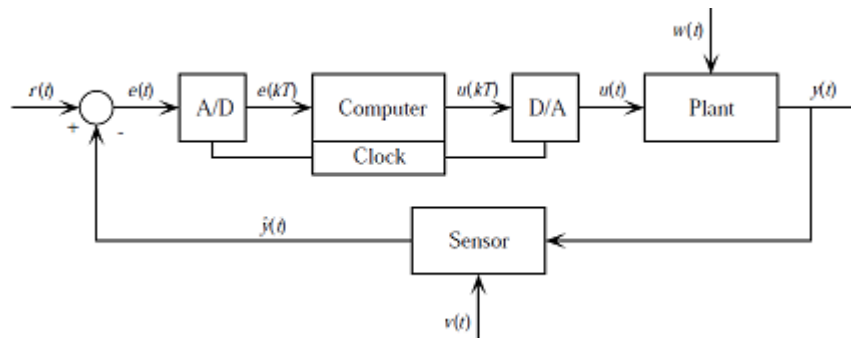


Figura 20 – Diagrama de blocos de um sistema de controle digital (STARR, 2006)

Como pode ser visto na Figura 20, o sinal de erro passa inicialmente por uma conversão A/D e o valor numérico resultante passa por um processamento e então sofre uma nova conversão, nesse caso D/A.

A seguir são discutidos dois modos de modelagem do PID digital, utilizando aproximação retangular e transformada Z.

### 2.6.3.1 PID digital utilizando aproximação retangular

No domínio do tempo, a equação geral do controlador PID é obtida somando-se os módulos P,I e D mostrados na Figura 16. Para o desenvolvimento do algoritmo deve-se analisar a contribuição de cada parcela na equação geral. (AVR221, 2006)

O termo proporcional trata-se da multiplicação direta da constante proporcional pela variável de erro, assim,

$$K_p \times e[t] \iff K_p \times e[n] \quad (2.19)$$

O termo derivativo é obtido por meio do conceito de definição formal da derivada, que é o limite da razão incremental quando o incremento tende a zero. Portanto, no domínio do tempo discreto a derivada refere-se à subtração entre o valor obtido na amostra  $n$  e a amostra anterior. O intervalo de tempo no domínio contínuo está inversamente relacionado à frequência de amostragem no domínio discreto de maneira implícita o que valida a relação abaixo,

$$K_d \times \frac{de[t]}{dt} \iff K_d \times (e[n] - e[n - 1]) \quad (2.20)$$

O termo integrativo é obtido por meio da definição de integral. Considerando o tempo de amostragem é possível obter o resultado considerando apenas duas amostras, o que corresponde à soma das mesmas,

$$K_i \times \int e[t]dt \iff K_i \times (e[n] + e[n - 1]) \quad (2.21)$$

Portanto, a Equação 2.22 final do controlador é,

$$u[n] = K_p \times e[n] + K_d \times (e[n] - e[n - 1]) + K_i \times (e[n] + e[n - 1]) \quad (2.22)$$

### 2.6.3.2 PID digital utilizando transformada Z

A complexidade de alguns sistemas exige uma precisão maior e, conseqüentemente, um algoritmo mais refinado na implementação do compensador. A transformada Z é uma importante ferramenta no desenvolvimento de sistemas de processamento digital que traduz uma equação das diferenças do domínio do tempo. (STARR, 2006)

Esse tipo de modelagem nada mais é do que um caso especial de filtro com resposta ao impulso de duração infinita, IIR, com dois polos e dois zeros. A equação geral 2.23 é, portanto,

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (2.23)$$

Como,

$$G(z) = \frac{U(z)}{E(z)} \quad (2.24)$$

Obtém-se a equação 2.25, que é a equação do controlador no domínio  $z$ ,

$$U(z) = E(z) \times b_0 + E(z) \times b_1 \times z^{-1} + E(z) \times b_2 \times z^{-2} - U(z) \times a_1 \times z^{-2} \quad (2.25)$$

E por último, a equação 2.26, que é a equação no domínio do tempo discreto a ser implementada,

$$u[n] = e[n]b_0 + e[n-1]b_1 + e[n-2]b_2 - u[n-1] \quad (2.26)$$

## 2.7 Filtros de Kalman

O filtro de Kalman é um conjunto de equações matemáticas que constitui um processo recursivo eficiente de estimação de parâmetros por meio do processo de minimização do erro quadrático. A partir de uma descrição em espaço-estados de um modelo torna-se aplicável a utilização de Filtros de Kalman, que realiza a estimação de uma variável não observável denominada "variável de estado" por meio da observação de uma outra variável observável, denominada "variável de observação". (KIM, 2011)

### 2.7.1 Algoritmo de Implementação do Filtro de Kalman

As equações do filtro de Kalman podem ser agrupadas em dois grupos, as equações de estimação e as equações de predição.

Inicialmente é necessário setar os valores iniciais de  $\hat{x}$ , variável de estado inicial e  $P_0$ , estimativa do erro de covariância inicial.

#### 1. Predição do estado e da covariância do erro

$$\hat{x}_k^- = A\hat{x}_{k-1} \quad (2.27)$$

$$\bar{P}_k = AP_{k-1}A^T + Q \quad (2.28)$$

onde,

$\hat{x}_k^-$ : Valor predito da variável de estado

$A$ : Matriz de transição de estado

$\hat{x}_{k-1}$ : Valor estimado no loop anterior

$P_k$ : Valor da estimativa do erro de covariância

$Q$ : Matriz de covariância do ruído do estado de transição

## 2. Cálculo do Ganho de Kalman

$$K_k = P_k^- H^T (H P_k^- H^T + R)^{-1} \quad (2.29)$$

onde,

$K_k$ : Valor do Ganho de Kalman

$P_k^-$ : Valor predito do erro de covariância

$H$ : Matriz de transformação de estado para medida

$R$ : Matriz de covariância do valor medido com ruído

## 3. Cálculo da estimativa

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (2.30)$$

onde,

$\hat{x}_k$ : Valor estimado da variável de estado

$z_k$ : Valor medido

É possível observar que a equação de cálculo das estimativas do filtro de Kalman é muito similar à equação de um filtro digital passa baixas de primeira ordem.

## 4. Cálculo da covariância do erro

$$P_k = P_k^- - K_k H P_k^- \quad (2.31)$$

De maneira sucinta, é possível sintetizar o algoritmo de Kalman, como descrito a seguir,

- Predição do estado  $\hat{x}_k^-$  e do erro de covariância  $P_k^-$  para o próximo ponto, baseando-se no modelo do sistema ( $A$  e  $Q$ ).
- Compensação da diferença entre o valor medido e o valor predito e cálculo da nova estimativa, que corresponde ao resultado final do filtro de Kalman,  $\hat{x}_k$  e  $P_k$ .
- Loop através dos passos acima.

## 3 Implementação

Esse capítulo é dedicado à uma descrição detalhada do sistema proposto bem como à exposição de todos os aspectos levados em consideração para a implementação do mesmo. Apresenta-se a justificativa de escolha do controlador e do sensor de temperatura, o equacionamento dos circuitos e aspectos de construção implementados em hardware para o *driver de potência* e o circuito condicionador de dados do *joystick*, bem como descrição da implementação realizada em software do controlador e do sistema de processamento dos dados de temperatura.

### 3.1 Solução Proposta

A Estrutura Analítica do Projeto, EAP, é uma importante ferramenta no processo de decomposição dos principais subprodutos do projeto em etapas com o objetivo de auxiliar no processo de gerenciamento das atividades a serem desenvolvidas. Como o presente trabalho é parte de um projeto com uma amplitude muito maior em termos de desenvolvimento e complexidade, construiu-se uma EAP, apresentada na Figura 21, que apresenta os pacotes de trabalho que foram propostos no escopo desse trabalho e, os mesmos são descritos a seguir.

- **Documentação:** Envolve o conjunto de documentos a serem gerados durante o desenvolvimento do projeto, que compreende documentos referentes ao planejamento, pesquisa e execução, assim como um arquivo digital contendo todos os códigos e simulações. Esses documentos devem ser produzidos de modo a facilitar a continuidade futura do projeto com o auxílio de outros desenvolvedores.
- **Driver:** Refere-se ao desenvolvimento do circuito responsável por realizar a amplificação dos sinais digitais e analógicos provenientes da BBB e realizar a polarização dos transistores de modo a acionar os motores com uma velocidade definida e um sentido específico.

*Módulo de lógica de acionamento:* Corresponde ao módulo implementado utilizando lógica booleana para prevenção de acionamento simultâneo na Ponte H;

*Módulos Isoladores:* Trata-se do módulo responsável por promover o isolamento entre o circuito de controle e o circuito de potência por meio de optoacopladores;

*Módulo de Ponte H:* Refere-se à topologia adotada para possibilitar a reversão dos motores a partir do controle e chaveamento dos transistores Mosfets;

*Módulo de polarização:* Trata-se do circuito responsável por realizar a polarização dos transistores da ponte H dentro das condições especificadas para suas faixas de operação em saturação e em corte;

*Módulo Amplificador:* Refere-se ao circuito implementado com um oscilador cujo objetivo é dobrar a tensão de referência no mesmo, no intuito de permitir as tensões  $V_{GS}$  adequadas para colocar os Mosfets em saturação.

- **Controlador:** Trata-se do módulo referente à implementação em software da lógica de controle da cadeira. Assim, esse módulo possui a função de processar os dados provenientes do sistema de sensoriamento e o controle das saídas para o driver de potência.

*Rotina Principal:* Trata-se da rotina responsável por instanciar todos os módulos do controlador responsáveis por processar os dados e executar as funções de controle;

*Controladores PID:* Corresponde à implementação das equações de controlador PID;

*Sintonia:* Corresponde às simulações em Matlab para determinação dos parâmetros  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $k_d$ , assim como os ajustes empíricos dos mesmos durante os testes funcionais.

- **Acionamento:** Refere-se ao módulo de comando do usuário, em primeiro momento propõe-se a utilização de um Joystick como uma solução parcial, que permite a realização de testes de bancada e, em um segundo momento propõe-se o desenvolvimento de uma solução final que centra-se na construção de web-app e de um sistema de acionamento por voz.

*Módulo de Joystick:* Corresponde ao módulo responsável por receber os comandos manuais do usuário e converter os dados para o controlador, este sistema é utilizado apenas para a realização de testes de bancada.

- **Sensoriamento da cadeira:** Com o objetivo de proporcionar maior confiabilidade e robustez ao projeto e, conseqüentemente, maior segurança e conforto ao usuário, a aferição de algumas grandezas torna-se essencial. Assim, esse é o módulo responsável por captar os sinais dos sensores posicionados na cadeira durante a utilização. De maneira mais específica, corresponde à definição do posicionamento dos sensores, captação e condicionamento dos sinais de cada sensor, sincronização da amostragem e, por fim, aquisição e processamento. Os referidos mensuráveis são descritos abaixo:

*Módulo de Sobrecorrente:* Esse módulo centra-se na aquisição dos dados de corrente a serem entregue às bobinas do motor, em caso de sobrecorrente é produzido um sinal de alerta. Os dados de corrente obtidos também serão utilizados no processo de estimação do torque dos motores. Esse módulo é fundamental na definição

das condições de operação do sistema, visto que sobrecargas no sistema induzem a uma redução de tensão, o que ocasiona o aumento significativo da corrente e consequentemente os riscos dos dispositivos eletrônicos e até mesmo o motor queimarem.

*Módulo de Temperatura:* Concerne-se à aquisição de dados de temperatura dos motores, cujo objetivo é garantir que os mesmos estejam operando em sua faixa de operação. Altos valores de temperatura nos motores atuam como fortes indícios de alguma falha no sistema, o que torna prioritária a implementação desse módulo.

- **Modelagem:** Trata-se do desenvolvimento matemático dos modelos que realizam uma previsão do comportamento mecânico do sistema, que permitam realizar o controle cinemático e dinâmico da cadeira.

*Módulo do Modelo Cinemático:* Corresponde à modelagem baseada nos aspectos geométricos da cadeira a partir de características físicas do chassi, do diâmetro das rodas e das distâncias da cadeira.

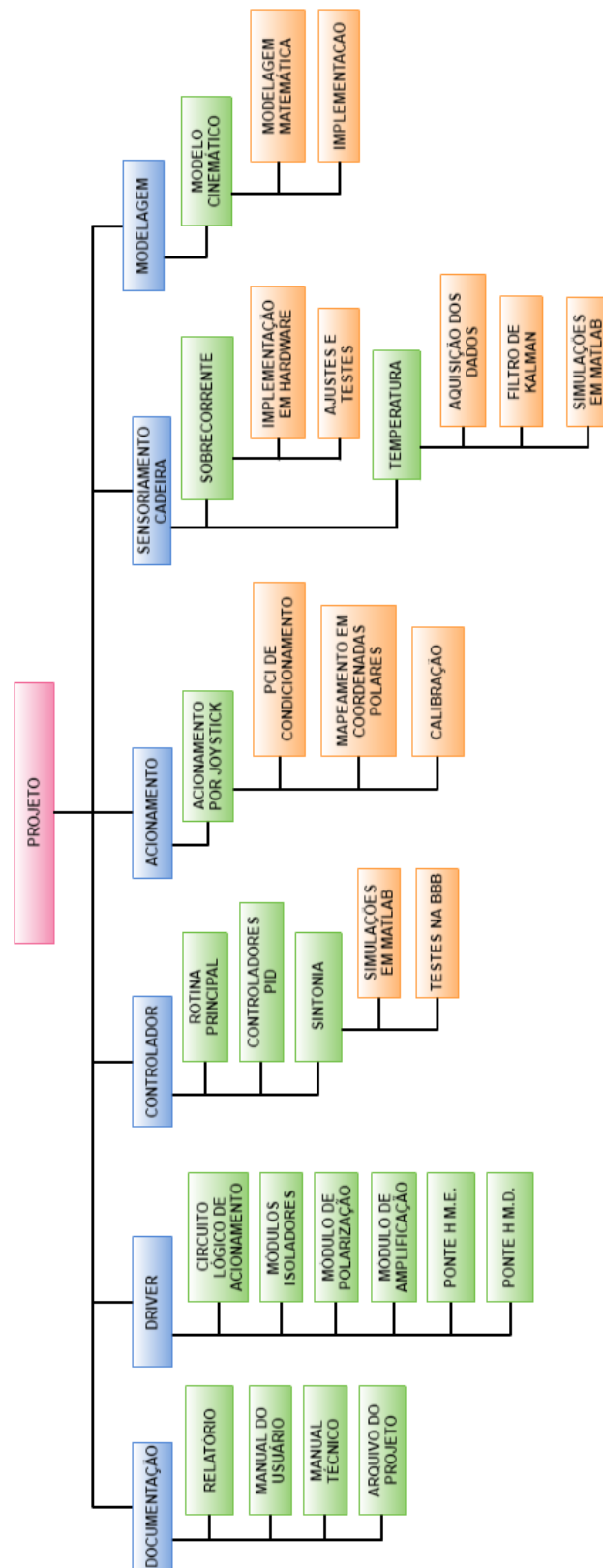


Figura 21 – Estrutura Analítica do Projeto

Em linhas gerais, o sistema proposto pode ser descrito a partir de seu diagrama



de blocos simplificado, como mostrado na Figura 22.

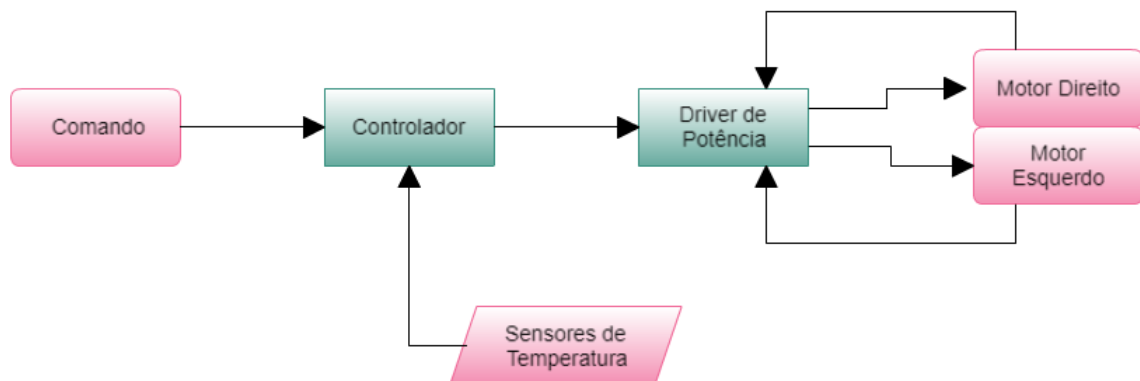


Figura 22 – Diagrama Geral do Projeto

- Inicialmente o sistema deve ser acionado pelo usuário. Logo o bloco *Comando* corresponde à Interface Homem-Máquina, esse trabalho propõe o acionamento e comando com a utilização de um joystick convencional.
- Em seguida todas as entradas fornecidas pelo usuário e os dados obtidos por meio do sistema de sensoramento são processados no bloco *Controlador*, cujos pinos de saída serão conectados ao módulo de potência para acionamento dos motores.
- O *Driver de Potência* corresponde ao módulo de amplificação do sinal, estão contidos nesse módulo também circuitos de isolamento e proteção.
- Por fim os *motores* são acionados de acordo com as respectivas diretrizes do controlador, o controle de velocidade é realizado por meio das saídas pré-programadas em lógica baseada em PWM. As correntes dos motores são monitoradas e em caso de sobrecorrente o circuito do *driver de potência* é desativado.

### 3.1.1 Definição da Plataforma de Processamento e Controle

Nesse projeto optou-se por utilizar a BeagleBone Black, mostrada na Figura 23, que é uma plataforma de desenvolvimento de baixo custo. Descreve-se a seguir a justificativa de escolha do controlador por meio de alguns dos aspectos que foram levados em consideração para a escolha da mesmo.

- Alta capacidade de processamento em comparação às outras plataformas equivalentes, possibilitando a implementação de soluções embarcadas com necessidade de alto desempenho, contém um processador TI Sitara AM3359 ARM Cortex A8 de 1GHz.

- Armazenamento on-board de 2Gb, com possibilidade de expansão com microSD, possibilitando maior flexibilidade no desenvolvimento.
- Quantidade de pinos GPIOs, especificamente 65, muito superior à quantidade presente em outras plataformas, o que trata-se de um fator determinante.
- 7 pinos de entradas analógicas, com módulos de conversor A/D de 12 bits, capacidade suficiente para interfaceamento com o sistema de sensoramento.
- 8 saídas PWMs, o que é um fator determinante em função da solução adotada para controle de velocidade do motor.
- Um par de unidades processadoras programáveis (PRU), ou seja, um par de microcontroladores que operam em uma frequência de 200KHz e permitem que seja executada exatamente uma instrução por ciclo de clock.
- O fato da placa já vir com o sistema Debian previamente instalado facilita no processo de utilização da placa no desenvolvimento em geral.
- Possibilidade de suporte por meio da comunidade, visivelmente cada vez mais consolidada.
- Grande quantidade de capes, placas de expansão designadas para uma função específica que podem ser acopladas na BBB, desenvolvidas pela comunidade BeagleBoard.org.



Figura 23 – BeagleBone Black

### 3.1.2 Controlador

O módulo de controle implementado na BBB pode ser descrito por meio do diagrama de blocos mostrado na Figura 24. Nesse sentido, descreve-se a seguir o processo de implementação de cada bloco.

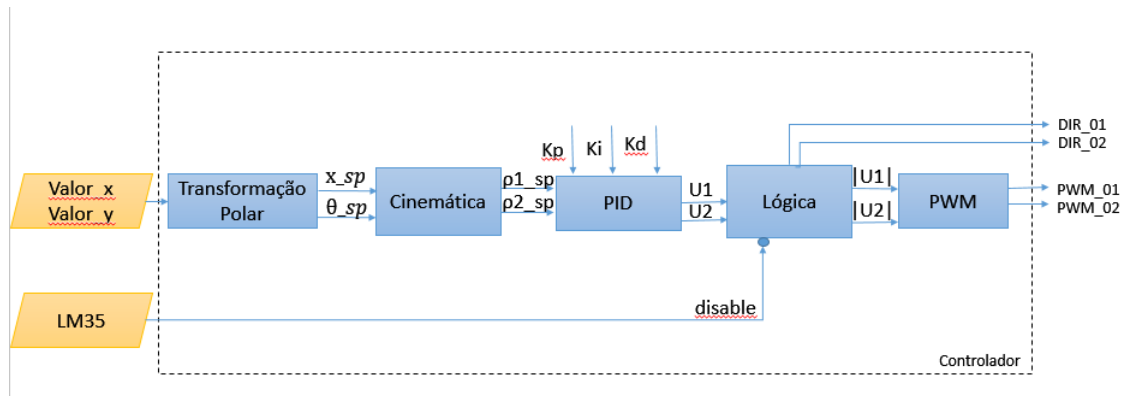


Figura 24 – Diagrama de blocos do controlador

### 3.1.2.1 Transformação em coordenadas polares

Em termos de implementação de software optou-se por transformar os dados digitais obtidos para cada eixo do joystick em coordenadas polares, de modo que fosse possível obter ângulo com o qual o joystick está sendo posicionado pelo usuário bem como, a partir da magnitude do vetor resultante, obter um fundo de escala para valores possíveis de velocidades com o qual o usuário deseja se movimentar. A Figura 25 apresenta de maneira didática o raciocínio desenvolvido.

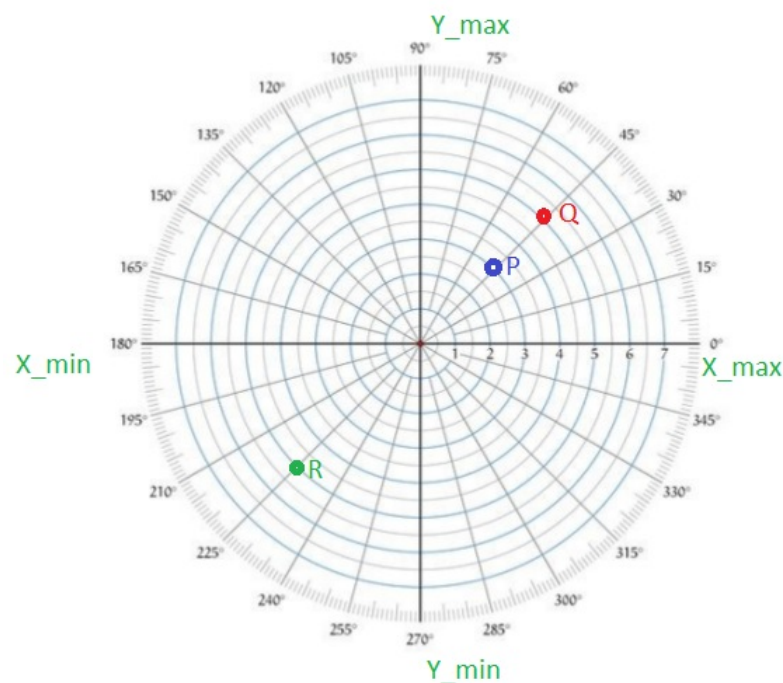


Figura 25 – Exemplo de Transformação em coordenadas polares

A Figura 25 apresenta três situações possíveis em que o usuário poderia posicionar o joystick

- P: O usuário deseja se mover na direção de 45° com uma velocidade intermediária, não a máxima velocidade do sistema.
- Q: O usuário também deseja se mover na direção de 45°. No entanto, com uma velocidade superior à velocidade com que a cadeira iria se mover em P;
- R: O usuário também deseja se mover no sentido oposto do que o que ocorreria em P.

Portanto, o sistema consegue inferir a direção com que o usuário deseja se movimentar e inferir se o usuário deseja se movimentar com maior ou menor velocidade.

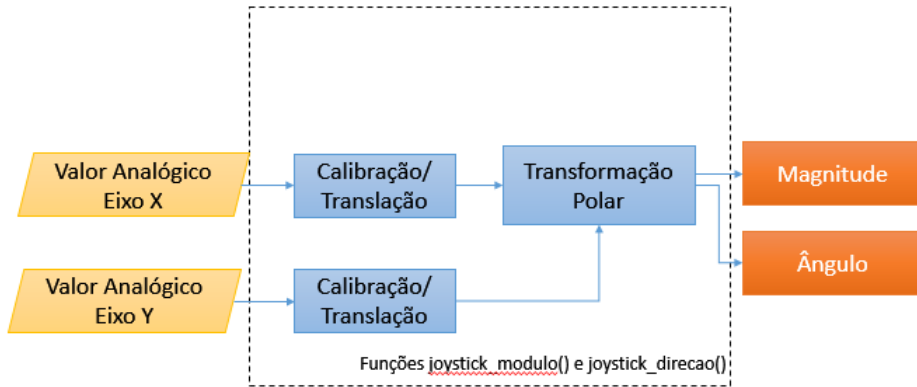


Figura 26 – Diagrama de funcionalidade das Funções de conversão em coordenadas polares

Inicialmente deve-se calibrar os valores provenientes do conversor AD. Quando o joystick encontra-se na posição de neutro os terminais referentes à cada eixo apresentam um nível de tensão próximo a 50% da tensão de referência, logo os valores digitais devem ser compensados por esse valor. Assim,

$$X_j = X_{AD} - X_0;$$

$$Y_j = Y_{AD} - Y_0;$$

onde,

$X_{AD}$  é valor digital lido para o eixo X;

$Y_{AD}$  é valor digital lido para o eixo Y;

$X_0$  é valor digital lido para o eixo X na posição de neutro;

$Y_0$  é valor digital lido para o eixo Y na posição de neutro.

Em seguida são calculados o módulo e o ângulo do vetor resultante considerando que,

$$\begin{aligned} mod^2 &= (X_j^2 + Y_j^2) \\ \theta &= \cos\left(\frac{X_j}{mod}\right) \end{aligned}$$

É importante salientar que  $\theta$  é calculado em radianos, logo converteu-se em graus para facilitar os testes de bancada do sistema.

### 3.1.2.2 Cinemática

Conforme descrito na seção de *Fundamentação Teórica*, o resultado da modelagem da cinemática inversa é sintetizado nas seguintes equações:

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{\dot{x}}{r} + \frac{l\dot{\theta}}{r} \quad (3.1)$$

$$\dot{\varphi}_2 = \frac{\dot{x}}{r} - \frac{l\dot{\theta}}{r} \quad (3.2)$$

Em relação aos aspectos geométricos da cadeira mediu-se o raio da roda com o pneu e a distância medial entre as rodas, respectivamente 0.6m e 0.26m. Logo, implementou-se a função cinemática em face dos referidos valores medidos da cadeira e das equações descritas.

### 3.1.2.3 PID

Como a implementação do sensor de velocidade angular ainda está sendo concluída por outro trabalho de conclusão de curso, não foi possível realizar a integração de modo a realizar o controle em malha fechada. Diante desse panorama implementou-se nesse trabalho o controle em malha aberta. A função PID implementa um controlador PID numérico a partir de integração por aproximação retangular. Para sintoniar o controlador e analisar a resposta do sistema utilizou-se de um modelo de planta de um motor similar no intuito de realizar simulações no Matlab, como descrito a seguir.

Considerando apenas o motor sem a carga existem duas fontes de torque, o torque fornecido pelo motor, que é a entrada da planta e o torque causado pelo atrito viscoso  $b$ , que é proporcional à velocidade angular, com sentido oposto. Aplicando a transformada de Laplace, e assumindo condições iniciais nulas, é possível extrair a função de transferência genérica de um motor DC, mostrada na equação 3.3.

$$H(s) = \frac{K_m}{s \times (Js + b) + 1} \quad (3.3)$$

onde  $b$  é a constante de atrito viscoso,  $K_m$  é uma constante que relaciona a potência mecânica e a elétrica e  $J$  é o momento de inércia total do rotor. (ZANATTA; GODOY; PORTO, )

Como os referidos dados não estão disponíveis no *datasheet* do motor disponível no site da Motron, adotou-se valores de  $J, B$  e  $K_m$  de um motor com características similares em termos de número de polos e potência.

$$J = 0.2 \text{ Kg m}^2; b = 107 (\text{nm}) / (\text{rad/s}); K_m = 1.079$$

Portanto,

$$H(s) = \frac{1.079}{0.0002 \times s^2 + 0.107 \times s + 1} \quad (3.4)$$

Utilizou-se a ferramenta Simulink do Matlab para realizar a análise de resposta da planta, em termos de velocidade, à uma entrada impulso e uma entrada degrau. Os resultados da simulação são mostrados na Figura 28 e o diagrama de blocos implementado é mostrado na Figura 27.

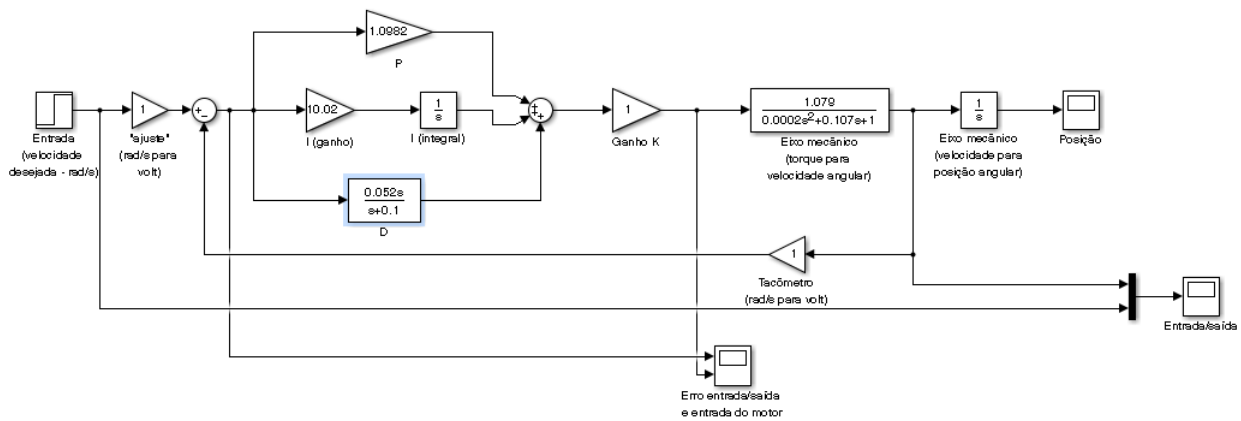


Figura 27 – Diagrama simulado do controlador PID

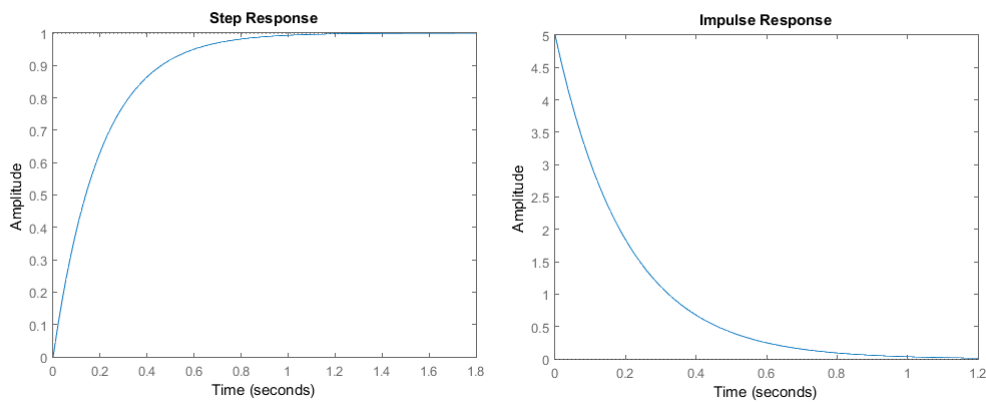


Figura 28 – Resposta de velocidade ao Degrau e ao Impulso

De maneira análoga é possível obter gráficos que descrevem a posição em função da entrada degrau e da entrada impulso, como pode ser visto na Figura 29

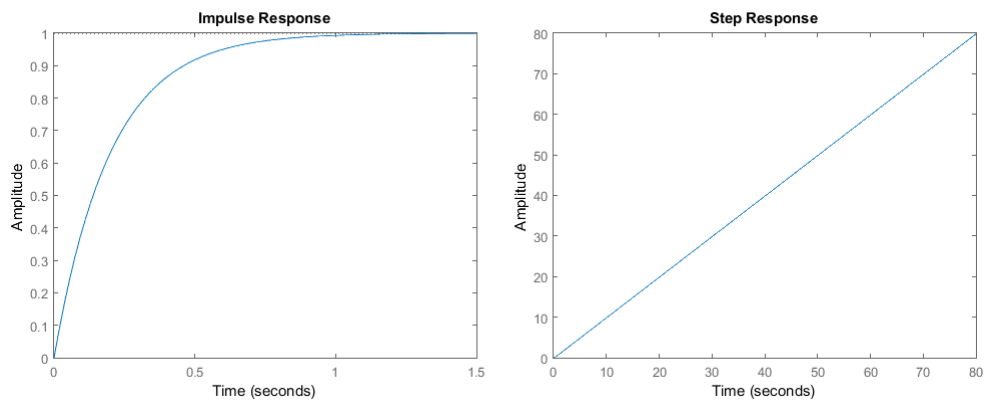


Figura 29 – Resposta de posição ao Degrau e ao Impulso

É possível observar que o sistema apresenta alta estabilidade e grande amortização, o que pode ser visto no gráfico da resposta ao impulso da velocidade. O gráfico de resposta ao degrau permite observar a rastreabilidade da saída, nesse sentido para a implementação do controlador PID utilizou-se o caso para a entrada degrau. Inicialmente simulou-se os efeitos da variação do ganho proporcional.

Observou-se que aumentando o valor do ganho proporcional o erro em regime permanente é quase imperceptível, o grande problema desse tipo de estratégia é que o aumento considerável de  $k_p$  aumenta também a instabilidade do sistema.

Como o sistema é do tipo 0, para o caso de interesse que é a velocidade, é impossível obter erro nulo em regime permanente apenas com o aumento de  $k_p$ , foi necessária a implementação de um módulo integrador. Adicionando um integrador elevou-se o tipo do sistema para tipo 1 e o sistema tornou-se capaz de seguir a entrada sem erro em regime permanente, mostrado na Figura 30.

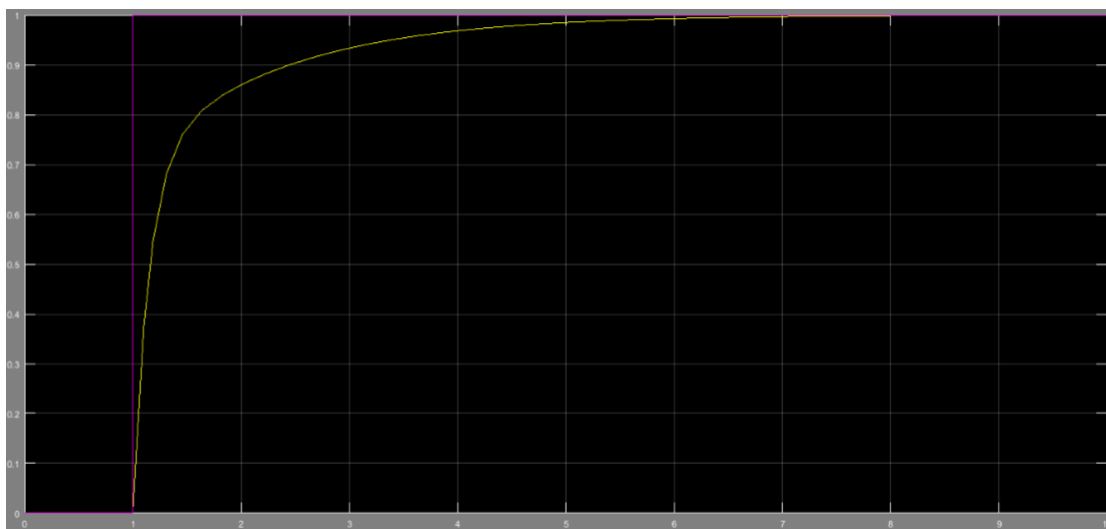


Figura 30 – Resposta de velocidade com controlador PI

Por fim, analisou-se os efeitos da inserção do componente derivativo, o mesmo se opõe à variações bruscas no sinal, logo o mesmo vai atuar no amortecimento de grandes variações no regime transitório, enquanto o erro em regime permanente é tratado principalmente pela parcela do integrador do PID.

Para sintonia do controlador PID utilizou-se o método de Ziegler-Nichols em malha aberta por meio do diagrama de blocos, desenvolvido no Simulink do Matlab, mostrado na Figura 31 e obteve-se os parâmetros de sintonia a partir do gráfico de resposta à entrada em aberta mostrado na Figura 29.

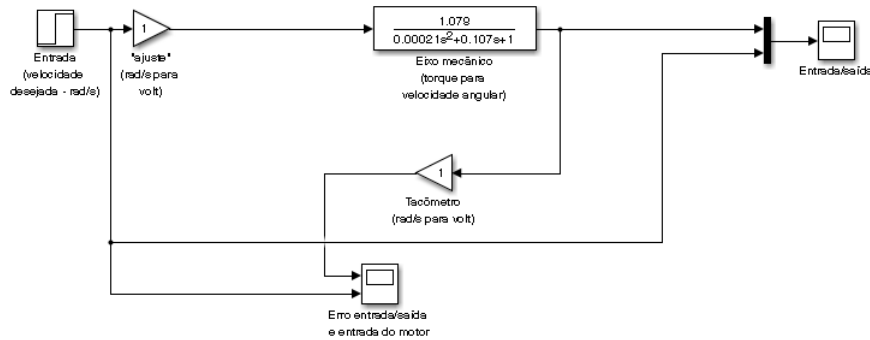


Figura 31 – Diagrama simulado em malha aberta para sintonia em Ziegler-Nichols

Obteve-se os parâmetros  $T = 0.049$  e  $L = 0.054$  e, utilizando as Tabelas 4 e 6, consequentemente, os parâmetros  $k_p = 1.0982$ ,  $k_i = 10.02$ ,  $k_d = 0.052$ .

A Figura 32 mostra o resultado da simulação da resposta do sistema com o controlador PID implementado e sintonizado utilizando Ziegler-Nichols.

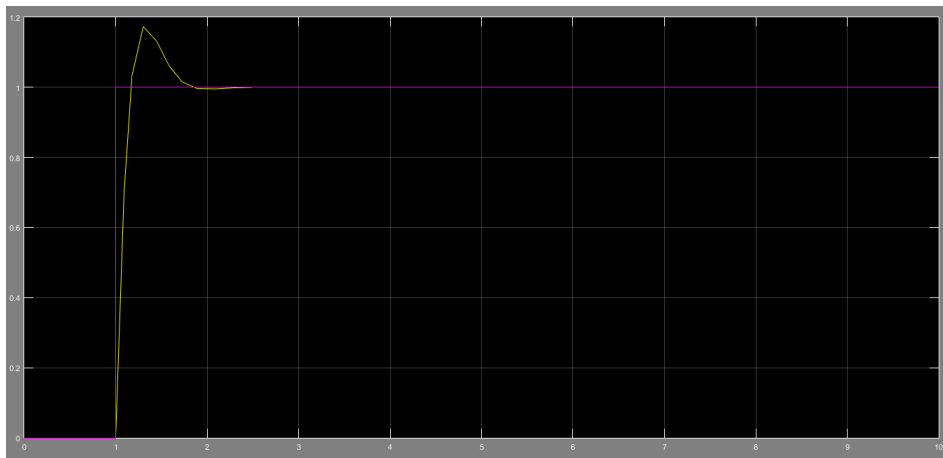


Figura 32 – Resposta de velocidade com controlador PID

É possível observar que o sistema entra rapidamente em regime permanente, mas que apresenta um pouco de sobressinal em função das componentes proporcional e deriva-



tivo, o erro em regime permanente e imperceptível na simulação em função da componente integral.

### 3.1.2.4 Lógica

Essa função é responsável por converter os valores de saída do PID em valores de *duty cycle* para cada motor bem como controlar as saídas digitais de controle de sentido de rotação, de acordo com a lógica abaixo:

Se  $U > 0 \Rightarrow DIR = 0$  e  $Duty = |U|$

Se  $U < 0 \Rightarrow DIR = 1$  e  $Duty = |U|$

Outra funcionalidade dessa função é desabilitar o sistema em caso de detecção de níveis altos de temperatura, por meio de uma interrupção. De maneira didática é possível observar na Figura 33 possíveis saídas desse módulo em função da posição do joystick.

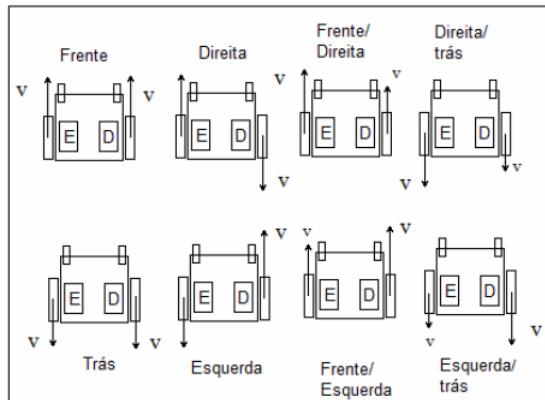


Figura 33 – Saída do módulo de controle

### 3.1.2.5 PWM

Como dito anteriormente, a BBB possui 8 saídas que podem ser configuradas como PWM. Implementou-se uma função de configuração básica das saídas PWMs.

Inicialmente habilitou-se o módulo PWM denominado `am33xx_pwm` e em seguida habilitaram-se dois pinos PWMs (o pino 14 da porta 9 da BBB e o pino 13 da porta P8). A configuração do PWM envolve a definição dos seguintes parâmetros: polaridade, período e *duty cycle*. A polaridade indica a relação entre a largura do pulso e a tensão de saída proporcional. Desta forma configurou-se a polaridade igual a zero pois indica que existe uma relação direta, ou seja, quanto maior a largura do pulso maior será a tensão de saída. O período é justamente o período em nanossegundos da onda quadrada a ser gerada e, dado que foi definida uma frequência de 100 Hz, configurou-se o período igual a 10000000ns. A função recebe por parâmetro apenas o valor referente ao *duty cycle* para cada motor, proveniente do módulo de lógica.

## 3.2 Driver de Potência

O desenvolvimento do módulo referente ao *Driver de Potência* partiu de requisitos definidos pelas especificações dos motores e de características elétricas das GPIOs da BBB como mostrado na Tabela 7.

Tabela 7 – Requisitos do Driver de Potência

Especificação	Limites máximos
Corrente no PINO da BBB	4mA
Tensão no PINO da BBB	3.3V
Corrente dos motores	12A
Tensão dos Motores	12V
Tipo de tensão	CONTÍNUA
Potência do motor	144W

### 3.2.1 Definição geral do Módulo de Driver de Potência

Como supracitado este módulo é responsável por produzir a amplificação do sinal de saída dos pinos da BBB para o acionamento dos motores. A Figura 34 apresenta um diagrama geral desse módulo que foi implementado para cada um dos motores.

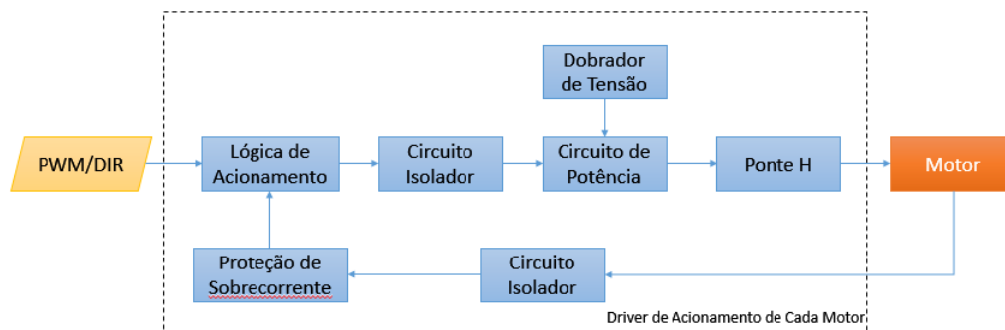


Figura 34 – Diagrama Geral do Driver de Potência para cada motor

Como citado anteriormente o controle de velocidade de rotação de cada motor foi feito por meio da configuração de uma saída PWM e um pino de direção (DIR). Deve-se destacar que o nível de tensão médio obtido no sinal de onda quadrada gerada por PWM é modulado com um nível de tensão máximo de 3.3V. Enquanto o controle do sentido de rotação é necessário a utilização de um sinal digital provenientes da BBB, referenciado por *DIR* na figura 34.

O bloco denominado de *circuito isolador* na Figura 34 é responsável por promover o isolamento óptico entre os pinos da BBB e o restante do circuito do driver, protegendo a

porta da BBB contra surtos de corrente. O bloco denominado *proteção de sobrecorrente* é responsável por proteger os componentes do driver contra possíveis surtos de corrente no motor. Por último, utilizou-se uma topologia de ponte H para proporcionar a possibilidade de reversão do sentido de rotação do motor. Adicionalmente, foi incluído um circuito denominado *lógica de acionamento* que realiza a proteção contra acionamento simultâneo dos transistores do mesmo lado da ponte H por meio de portas lógicas, o referido circuito será descrito a seguir.

A Figura 35 apresenta o circuito completo do *Driver de Potência* para cada motor, abarcando todos os módulos mostrados na Figura 34.

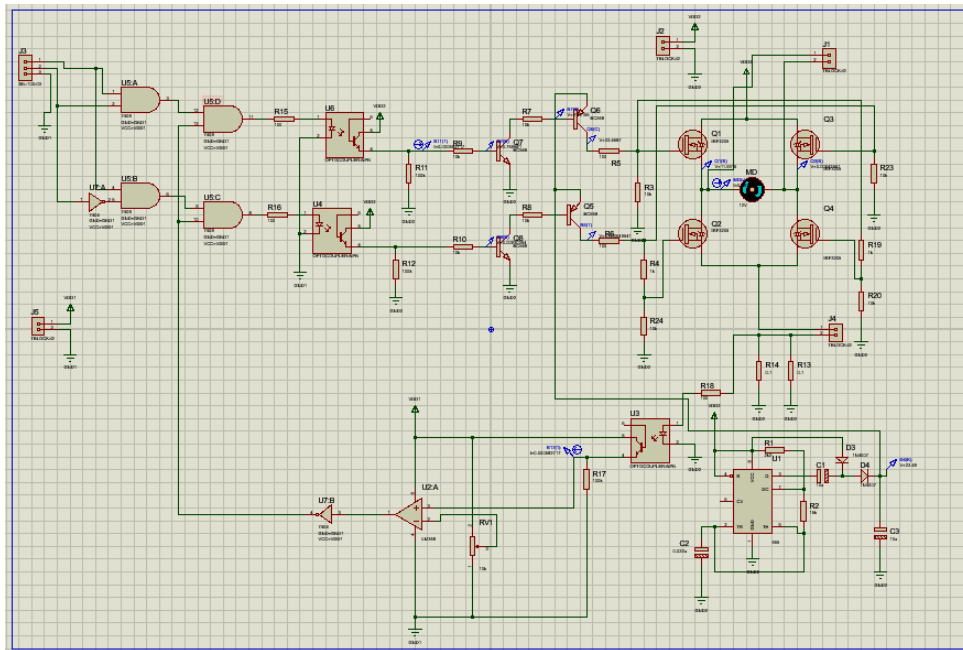


Figura 35 – Esquemático geral do circuito de Driver de potência para cada motor

### 3.2.2 Circuito de Lógica de Acionamento

O primeiro módulo desenvolvido foi o circuito de lógica de acionamento, para o qual as saídas do circuito de controle correspondem a dois sinais para cada um dos motores, um sinal de PWM e um sinal digital para controle de sentido. Em função das características da topologia da ponte H, é estritamente necessário garantir que não ocorra situações em que os transistores de potência de cada lado da ponte fossem acionados simultaneamente visto que isso caracterizaria um curto circuito nas bobinas do motor. Para evitar esse tipo de situação optou-se por implementar em hardware uma topologia utilizando portas lógicas de modo a garantir o acionamento lógico correto da Ponte H, como mostrado na Figura 36.

O sinal  $S_{OC}$ , na Figura 36 corresponde ao sinal proveniente do circuito de proteção contra sobrecorrente implementado, que será detalhado em subseção posterior. Nesse



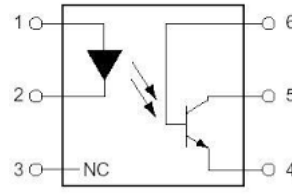


Figura 37 – Circuito integrado 4N25

como um sensor que capta o sinal, ou seja, a base é excitada pelo feixe de luz, produzindo um sinal de saída no emissor. A Figura 38 apresenta o circuito desenvolvido para o acoplamento óptico entre os sinais digitais provenientes da BBB e os outros componentes do circuito do *Driver de Potência*.

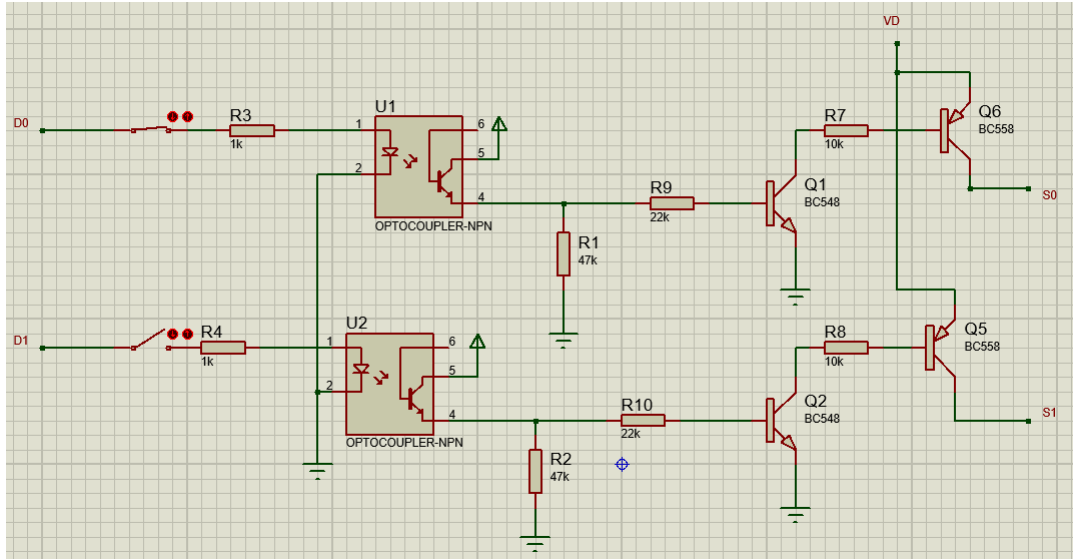


Figura 38 – Circuito isolador à esquerda e circuito de potência à direita

As chaves são apenas artifícios utilizados para simbolizar os pinos de saída digital da BBB a serem utilizados. Os resistores  $R3$  e  $R4$  na Figura 38 são utilizados para limitar a corrente que irá fluir entre os circuitos integrados do circuito de lógica de acionamento e o fotodiodo do 4N25. A corrente máxima drenada é de 4mA logo calculou-se os valores mínimos dos resistores  $R3$  e  $R4$  na Figura 38 utilizando a Lei de Ohm.

$$R = \frac{V}{I} = \frac{3.3V}{4mA} = 825\Omega \quad (3.5)$$

Sobredimensionou-se então os resistores para garantir que a corrente seja menor que 4mA para promover uma margem de segurança optando-se por

$$R3 = R4 = 1k\Omega$$

. O transistor BC548 possui uma tensão  $V_{be} = 0.7V$  na condução e uma corrente de 5mA na base. O fototransistor possui uma tensão de saturação de 0,5V, logo é possível

calcular o valor dos resistores  $R9$  e  $R10$ . A tensão no emissor do fototransistor, portanto, será 11,5V. Dessa forma, os valores dos resistores  $R9$  e  $R10$  na Figura 38 são dados pela Equação 3.6

$$R = \frac{11.5V - 0.7V}{5mA} = 22k\Omega \quad (3.6)$$

Como o fototransistor atua como uma chave, a inserção dos resistores  $R1$  e  $R2$  na Figura 38 inibe curtos-circuitos visto que sem os mesmos os terminais do coletor e do emissor do fototransistor estariam conectados diretamente ao  $V_{cc}$  e ao terra respectivamente, e o seu valor está condicionado a garantir uma limitação na corrente na base do BC548 que o mantenha na saturação. Em simulação obteve-se o valor de  $50k\Omega$  para  $R1$  e  $R2$ , escolheu-se portanto,

$$R1 = R2 = 47k\Omega \quad (3.7)$$

por se tratar de um valor comercial.

Satisfeitas as condições descritas acima o transistor BC548 entrará em condução e induzirá o transistor BC558 entrar em saturação. A tensão  $V_D$  corresponde a tensão proveniente do circuito dobrador, que será descrita posteriormente.

### 3.2.4 Ponte H

No intuito de proporcionar a possibilidade de inversão do sentido de rotação do motor utiliza-se nesse projeto uma ponte H, como mostrado na Figura 39.

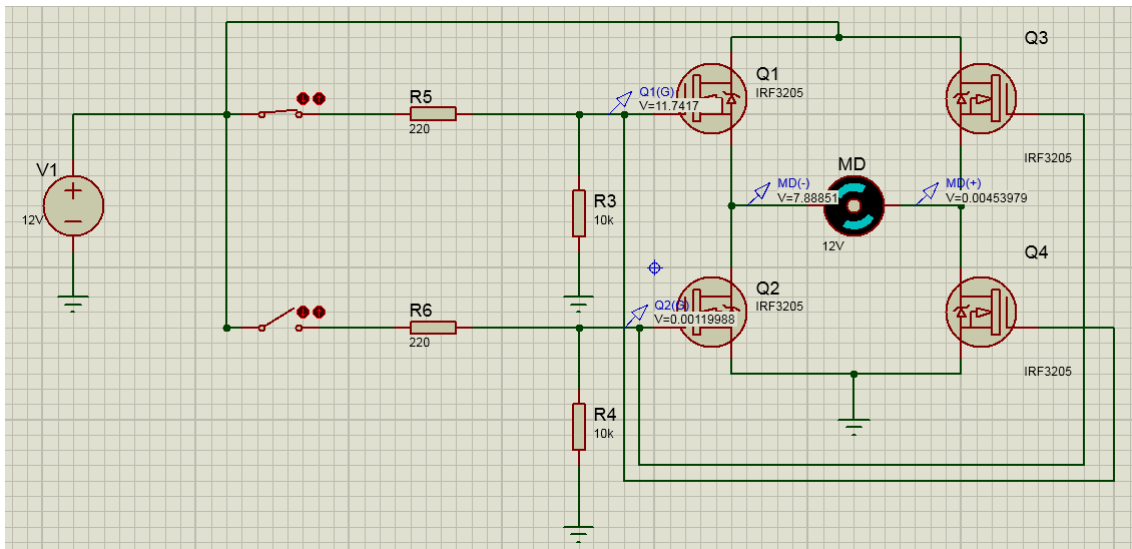


Figura 39 – Ponte H

Em geral utiliza-se TBJs nesse tipo de circuito, no entanto, em uma pesquisa nos datasheets dos TBJs mais populares observou-se que a máxima corrente a ser drenada é de 15A, que corresponde ao TIP2955 que possui um elevado custo, em torno de R\$20,00 cada unidade.

Considerando o valor de 12A da corrente a ser drenada nos transistores, optou-se pela utilização de transistor do tipo Mosfet, o IRF3205 apresenta-se como uma opção por possuir capacidade de chavear 75A e possuir preço em torno de R\$3,40.

A construção de uma ponte H utiliza-se de uma arquitetura específica entre transistores do tipo N e transistores do tipo P. Todavia, em função da dificuldade em se obter PMOS complementares aos modelos NMOS escolhidos, optou-se por um arranjo em que utiliza-se apenas transistores NMOS.

Como é possível observar nos resultados da simulação da Figura 39, ocorre uma queda de tensão e o motor recebe apenas cerca de 8V, tal fenômeno ocorre em virtude do caráter transcondutor do transistor, em que a corrente no terminal de dreno é função da tensão entre o terminal de porta e o terminal de fonte. Para que o transistor entre na região de condução e efetivamente flua corrente entre o dreno e a fonte é necessário que a tensão  $V_{gs}$ , tensão entre a porta e a fonte, seja maior que a tensão no dreno,  $V_{ds}$ , somada a tensão de limiar,  $V_t$ , do transistor, 4V no caso do transistor IRF3205, como mostrado na Equação 3.8.

$$V_{ds} \geq V_{gs} - V_t \quad (3.8)$$

Assim para que o transistor entre na região de saturação a tensão  $V_{gs}$  deve ser positiva, na topologia da Figura 39, os terminais de fonte de Q2 e Q4 estão aterrados, portanto a tensão no terminal de porta será sempre maior que a tensão no terminal de fonte. O grande problema refere-se aos transistores Q1 e Q3, deseja-se obter 12V no terminal de fonte dos mesmos, e conseqüentemente alimentar o motor com 12V, logo a tensão no terminal de porta dos mesmos deve ser maior que 12V para que eles conduzam no entanto a única bateria do sistema é de 12V, como a relação apresentada pela equação acima não é satisfeita, o componente entra na região de triodo, atuando como um resistor, conseqüentemente ocorre aquecimento do mesmo e até mesmo a danificação do componente. A relação supracitada pode ser expressa por meio da Equação 3.9.

$$V_d - V_s \geq V_g - V_s - V_t \quad (3.9)$$

Substituindo os valores citados, obtém-se que  $V_g \leq 16$  e como a tensão no terminal de porta deve ser maior que a tensão no terminal da fonte,

$$12 \leq V_g \leq 16 \quad (3.10)$$

Em consequência do nível de  $V_g$  encontrado foi necessário desenvolver um circuito dobrador de tensão, o qual é descrito a seguir.

### 3.2.5 Dobrador de Tensão

O nível de tensão máximo nos pinos de saída da BBB é 3.3V, logo foi implementado um módulo de amplificação da tensão de forma a elevar a tensão na porta dos transistores

a um valor na faixa especificada pela Equação 3.10. Inicialmente pensou-se na implementação de um circuito amplificador utilizando Amp-Ops, no entanto, como mostrado no equacionamento acima a tensão na porta dos transistores Q1 e Q3 deve estar entre 12 e 16V. Dado que a máxima tensão de saída de um circuito com amplificadores operacionais está condiciona à tensão de alimentação dos mesmos, não seria possível obter uma tensão superior a 12V apenas com amplificadores de tensão alimentados simetricamente com 12V.

Isto posto, foi necessária a pesquisa de uma topologia que permitisse a obtenção de uma tensão nos terminais de porta maiores que as tensões nos terminais de fonte, sem a utilização de uma nova fonte de tensão externa. Assim optou-se pela utilização da topologia de um circuito dobrador de tensão que faz uso de um NE555, como mostrado na Figura 40.

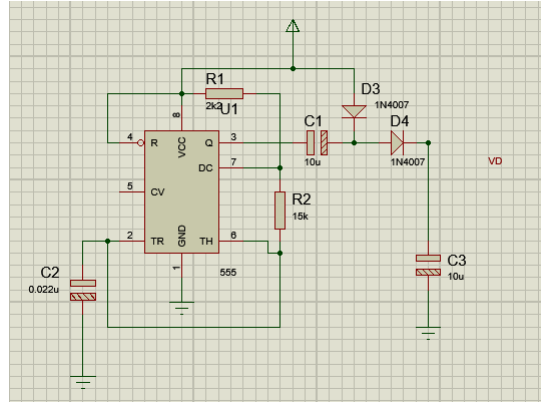


Figura 40 – Circuito dobrador de tensão

A configuração em modo astável do CI 555 configura o CI como um oscilador capaz de prover um sinal de onda quadrada que oscila entre 0 e  $V_{cc}$ , esse CI é capaz de gerar ondas de até 500KHz. O tempo que o sinal fica em nível lógico alto é função do tempo de carga do capacitor e, segundo o datasheet do componente (INSTRUMENTS, 1973), pode ser calculado por meio da equação 3.11.

$$Th = 0.692 \times C \times (R1 + R2) \quad (3.11)$$

Analogamente, o tempo que o sinal fica em nível lógico baixo é função do tempo de descarga do capacitor e pode ser calculado por meio da equação 3.12.

$$Tl = 0.692 \times C \times R2 \quad (3.12)$$

O período é portanto,

$$T = Th + Tl \quad (3.13)$$

$$T = 0.692 \times C \times (R1 + 2R2) \quad (3.14)$$



Como a frequência é o inverso do período,

$$f = \frac{1.44}{(R1 + 2R2) \times C} \quad (3.15)$$

Logo a frequência de oscilação do oscilador implementado é  $f = 4.47Hz$ . Em função da tensão 0.7V em cada diodo, a tensão  $VD$ , que é a tensão de saída do circuito dobrador, é dada por meio da Equação 3.16

$$VD = 2 \times VDD - 1.4 \quad (3.16)$$

### 3.2.6 Circuito protetor contra sobrecorrente

Utilizou-se uma topologia de circuito comparador de tensão, em que a saída do amplificador operacional fica em nível lógico alto caso a tensão de entrada na porta não inversora do amplificador operacional seja maior ou igual à tensão de referência na porta inversora do amplificador. Nesse sentido optou-se por utilizar um potenciômetro na entrada da porta inversora de modo a ajustar a tensão de referência de acordo com o nível de corrente em que deseja-se desabilitar o circuito.

De modo a garantir o isolamento completo do circuito de controle com o circuito de potência, utilizou-se também nesse circuito um optoacoplador óptico entre os resistores shunt e a entrada da porta não inversora, de maneira análoga ao que foi descrito e implementado na Figura 38.

O resistores shunt foram dimensionados de modo a atender a três especificações principais:

- Os valores dos resistores deveriam ser escolhidos de modo a permitirem uma larga faixa de valores de tensão possíveis de ajustes, de modo que a máxima tensão no fotodiodo fosse menor que o maior valor de tensão de referência na entrada inversora do amplificador.
- Como a corrente nominal do motor é de 12A e a mesma pode sofrer aumento de até 6x durante a partida do motor, os resistores deveriam ser capazes de dissipar um alto valor de potência;
- O valor do resistor shunt deveria ser pequeno o suficiente de modo que a máxima tensão sobre ele seja pequena suficiente garantindo que os transistores Q2 e Q3 não saíssem de saturação, aplicando uma tensão no terminal de fonte dos mesmos maior que retirasse os mesmos da condição especificada na Equação 3.8.

Nesse contexto, a máxima corrente aceitável na partida é:



Foram feitas simulações e testes em protoboard de cada módulo do *driver de potência* no intuito de verificar o equacionamento realizado. Em todas as simulações e testes os resultados foram positivos. A seguir se apresenta a integração de todos os módulos no circuito completo do *driver de potência*.

### 3.2.7 Lista de Materiais do Driver de Potência

A lista dos componentes necessários para a montagem do circuito do driver de potência, é descrita a seguir na Tabela 9.

Tabela 9 – Lista de Componentes

Componente	Quantidade	Referência	Valor
Capacitor	1	C2	0.022u
Capacitor	2	C1 e C3	10u
Diodo	2	D3-D4	1N4007
Born	1	J1,J2,J4,J5	CONN-H2
Born	1	J3	SIL-100-03
Mosfet	4	Q1 - Q4	IRF3205
TBJ(PNP)	2	Q5 - Q6	BC558
TBJ(NPN)	2	Q7 - Q8	BC548
Resistor	1	R1	2k2
Resistor	1	R2	15k
Resistor	7	R3,R7-R10,R20,R23-R240	10k
Resistor	5	R5 - R16, R25 - R16, R18	100
Resistor	3	R11 - R12,R17	100k
Resistor	1	RV1	10k
Resistor	2	R4,R19	1k
CI	1	U1	555
CI	1	U2	LM358
CI	1	U5	7408
CI	1	U7	7404
CI	3	U3 - U4, U6	4N25

### 3.2.8 Montagem na Protoboard e PCI Confeccionada

Realizou-se a montagem do circuito apresentado para realização de testes de bancada de cada módulo. A Figura 42 apresenta o circuito montado.

Para efeito de testes preliminares inicialmente confeccionou-se uma PCI preliminar para driver de potência, mostrada na Figura 43, que continha apenas os módulos de potência do circuito.

A Figura 44 apresenta a simulação 3D, gerada no Proteus, da placa de circuito impresso de cada motor.

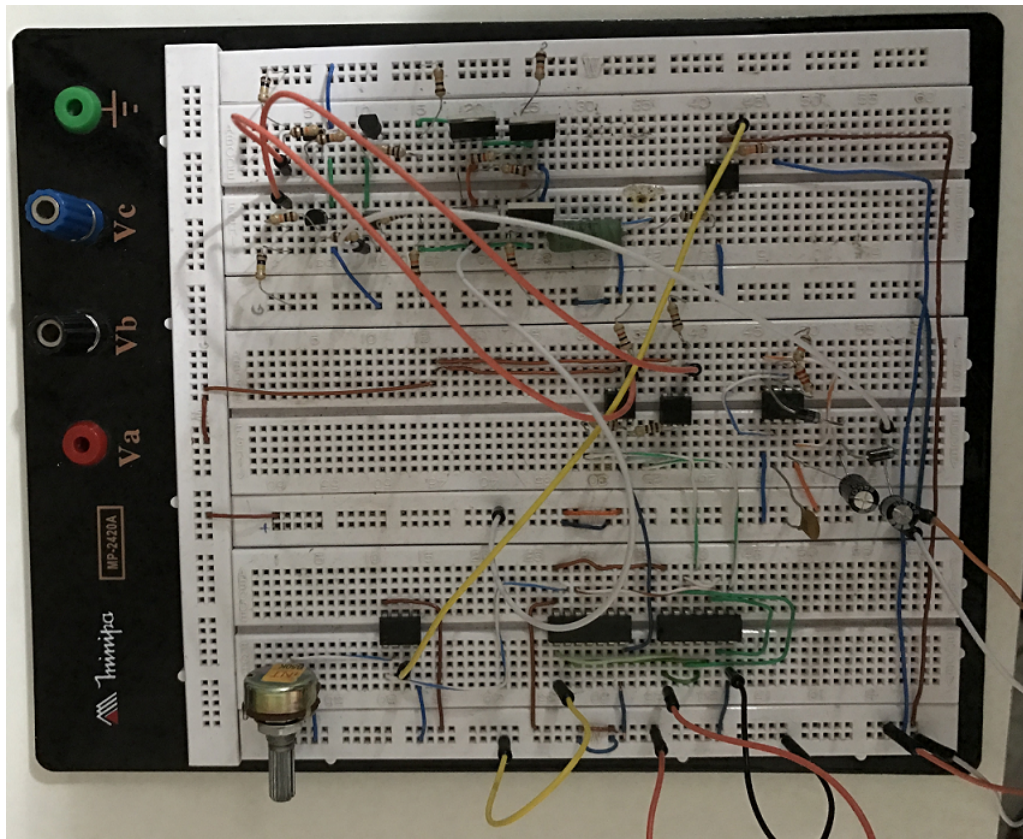


Figura 42 – Montagem de circuito parcial na protoboard

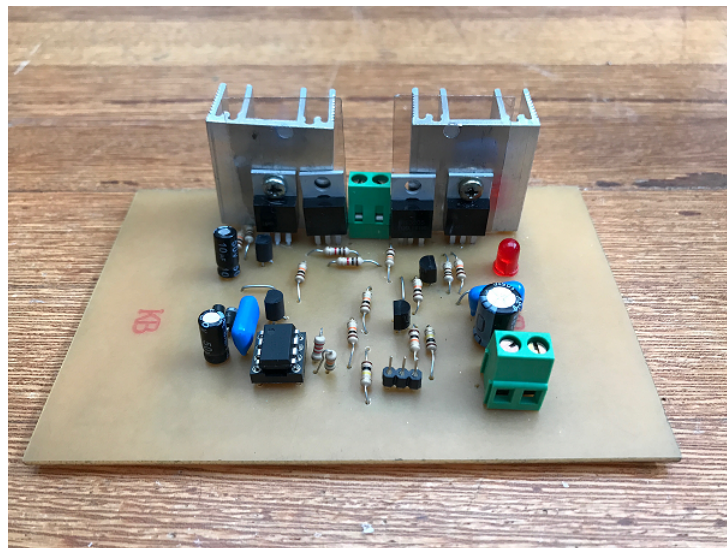
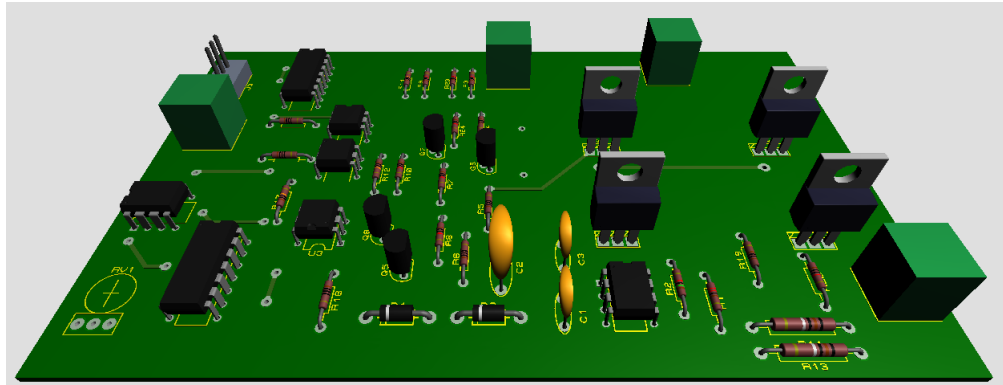
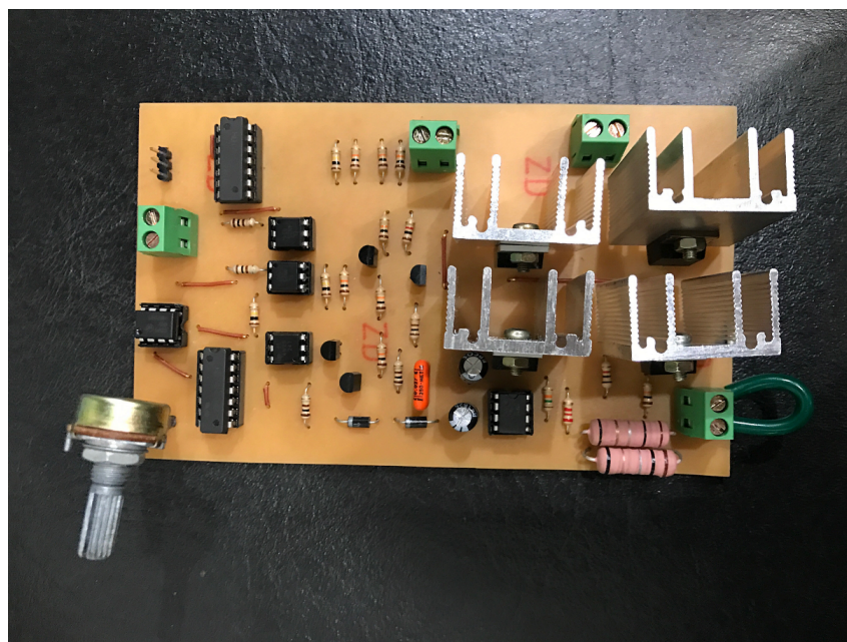


Figura 43 – PCI preliminar do *driver de potência*

Por fim, a Figura 45 apresenta uma fotografia real da PCI final do Driver de Potência para um dos motores.



Figura 44 – Placa de circuito impresso simulada do *driver de potência*Figura 45 – Placa de circuito impresso do *driver de potência* de um dos motores

### 3.3 Sensoriamento de Temperatura dos Motores

Observou-se que a utilização de termistores não seria adequada em função da resposta não linear desses dispositivos. Termopares e sensores eletrônicos apresentam-se como uma solução viável ao problema. Como um dos grandes limitantes do projeto é o custo, optando-se pela utilização de sensores eletrônicos, que apresentam bom desempenho e baixo custo, optou-se pela utilização de dois sensores LM35, um para cada motor (vide Figura 46). O LM35 possui uma larga faixa de operação que varia de  $-55$  a  $150^{\circ}\text{C}$ , sendo um sensor ativo cuja saída é proporcional à temperatura absoluta que age sobre ele.

O sensor LM35 atua com uma tensão de referência que pode variar entre 4 e 30V. Nesse sentido, em termos de implementação, o pino de referência foi conectado ao pino P9\_5 da BBB que fornece um nível de tensão de 5V. Como citado anteriormente, a BBB possui 7 pinos analógicos projetados para um nível de tensão máximo de 1.8V, portanto,

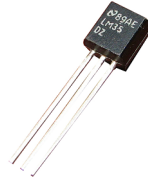


Figura 46 – Sensor LM35

deve-se utilizar um divisor de tensão, mostrado na equação 3.20 no pino de sinal do LM35.

$$V_{BBB} = \frac{R2}{R1 + R2} \times VCC \quad (3.20)$$

onde,

$V_{BBB}$  : é a tensão nos pinos da Beaglebone;

$VCC$ : é a tensão de alimentação de 5V;

Os valores dos resistores  $R1$  e  $R2$  devem ser escolhidos de modo a satisfazer a relação:

$$\frac{R2}{R1 + R2} = \frac{V_{BBB}}{VCC} = \frac{1.8}{5} \quad (3.21)$$

Portanto, selecionou-se  $R2 = 1k\Omega$  e  $R1 = 1.5k\Omega$

O conversores A/D disponíveis na BBB são de 12 bits, logo os níveis de tensão são obtidos por meio da expressão:

$$V = \frac{valor \times 1.8}{4096} \quad (3.22)$$

onde,

$V$ : é nível de tensão correspondente;

*valor*: é valor obtido da leitura do conversor A/D.

A sensibilidade do LM35 é  $10mV/^{\circ}C$ , logo a temperatura em Kelvin é obtida dividindo o valor de tensão  $V$  por 0.01.

Como o LM35 trata-se de um sensor de contato, em termos de instalação adaptou-se um calço de alumínio que permitiu instalar o sensor de modo que o encapsulamento dos sensores estivessem em contato com as carcaças dos motores, como mostrado na Figura 47.

Para efeitos de simulação dos filtros de estimação deve-se conhecer a temperatura esperada nos motores. Entretanto, no datasheet dos mesmos não estão disponíveis informações acerca da temperatura esperada do motor em rotação, portanto, foi necessário estimá-la.

Como a temperatura total de um motor em rotação é dada pela soma da temperatura ambiente,  $T_{amb}$  com o aumento de temperatura do rotor devido a rotação,  $\Delta T$  e, que  $\Delta T$  é função da potência dissipada pelo motor e da resistência do rotor e do estator do motor, sabe-se que,



Figura 47 – Adaptação para instalação do Sensor LM35

$$P_{diss} = I^2 R_T \quad (3.23)$$

onde  $R_T$  é a resistência de todo o conjunto do motor, ou seja,

$$R_T = R_{rotor} + R_{estator} = 0.15\Omega \quad (3.24)$$

O aumento de temperatura é portanto,

$$\Delta T = P_{diss} R_{tot} \quad (3.25)$$

Logo, a temperatura do motor é:

$$T_M = T_{amb} + \Delta T \quad (3.26)$$

onde considera-se  $25^\circ C$  como sendo a temperatura ambiente. Pelo método de adição de perdas, para motores de potências igual ou inferior a 50 kW, a tolerância de potência dissipada é de 15% da potência total. Portanto considerando o pior caso de rendimento igual a 85% e utilizando a equação 3.23 é possível concluir que o mesmo possui uma resistência interna total  $R_T = 0.15\Omega$ . (S.A., )

Logo, utilizando as equações 3.25 e 3.26 é possível concluir que a temperatura esperada do motor em rotação é de aproximadamente,

$$T_M = 25^\circ + 21.6 \times 0,15 \quad (3.27)$$

$$T_M = 28.24^\circ C \quad (3.28)$$

Para reduzir a variabilidade das amostras optou-se por implementar um filtro digital. Em termos de simulação utilizou-se o Matlab para verificar o comportamento esperado do sistema de sensoriamento de temperatura utilizando um filtro Média Móvel, Figura 48, e um filtro de Kalman, Figura 49. Para as simulações, levou-se em consideração

os dados obtidos de temperatura do equacionamento apresentado anteriormente e os dados de resolução e acurácia do LM35. Simulou-se os dados de entrada como uma função com média em  $28.24^{\circ}\text{C}$ , que corresponde ao valor de temperatura do motor em giro e ruído de até  $5^{\circ}\text{C}$ , que corresponde à acurácia do LM35 para a tensão de referência de 5V.

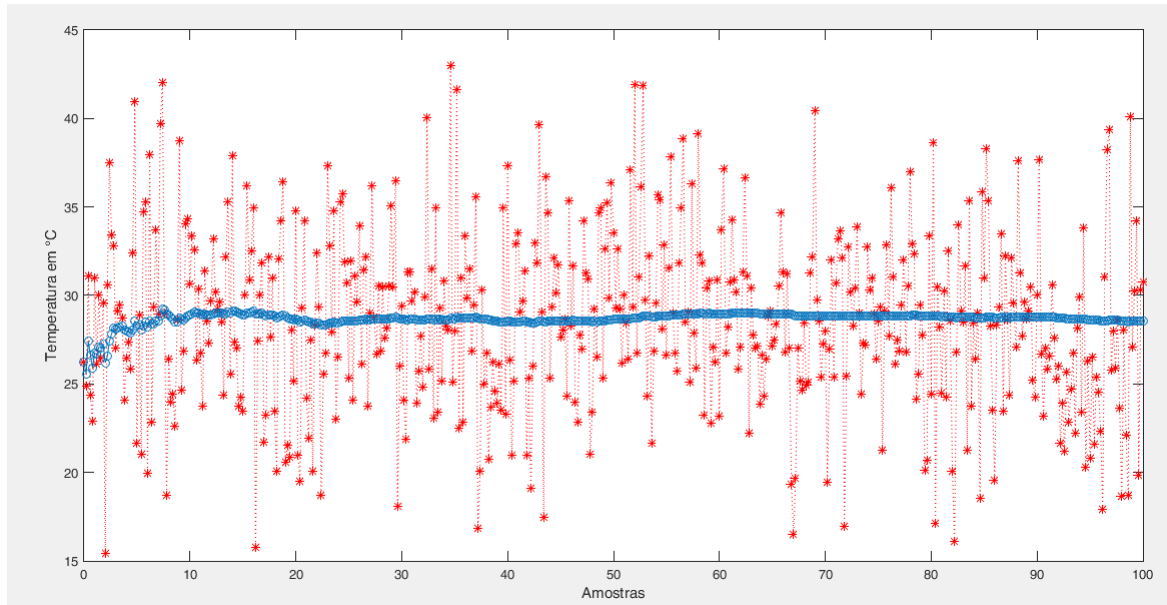


Figura 48 – Resposta simulada do sistema utilizando Média Móvel

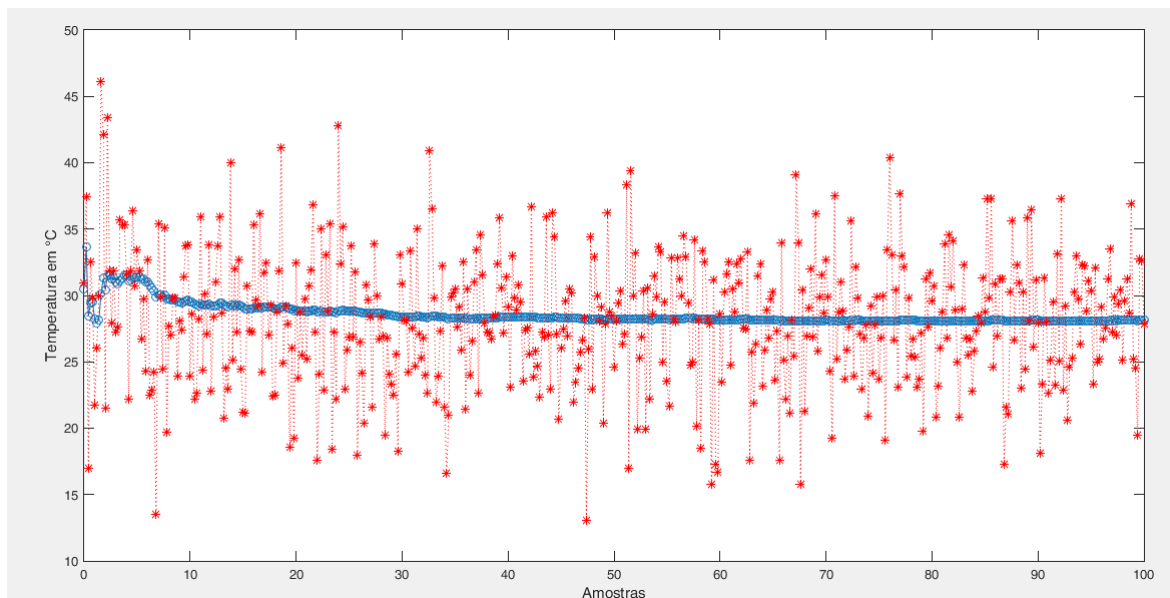


Figura 49 – Resposta simulada do sistema utilizando Filtro de Kalman

É possível observar por meio dos dados estatísticos extraídos das simulações apresentadas nas Figuras 48 e 49 que para essa aplicação em específico tanto um filtro de média móvel quanto um filtro de Kalman possuem boa performance. Nesse sentido, optou-se por implementar um algoritmo de Kalman responsável por filtrar os dados de temperatura



dos motores. É importante salientar que o MR-210-VER-240 trata-se de um motor com ventilação externa. Portanto, em termos práticos, apesar da expectativa de operação em  $85^{\circ}\text{C}$ , experimentalmente esse valor é menor em função do sistema de ventilação.

Em termos de implementação de software, implementou-se uma função de leitura e processamento dos dados de temperatura que recebe por parâmetros os valores digitais provenientes do conversor AD, referente à leitura dos dois sensores LM35. Esta função entrega o referido valor de temperatura filtrado, segundo o diagrama apresentado na Figura 50.

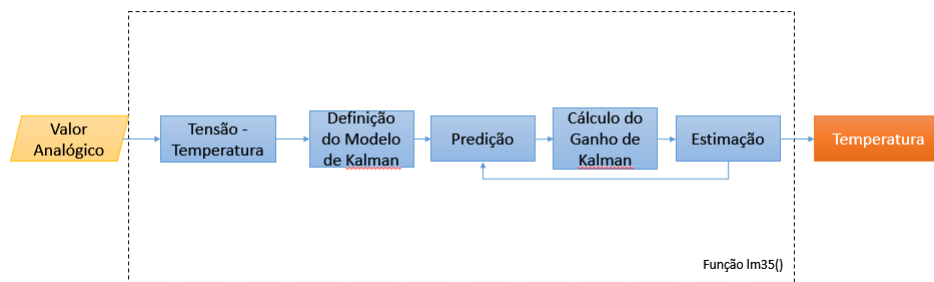


Figura 50 – Diagrama da função de leitura e processamento dos dados de temperatura

Em relação ao modelo de estimação, adotou-se a acurácia do sensor a covariância e a matriz de transição de estado como unitária.

### 3.4 Comando - Joystick

Como citado anteriormente, a primeira fase do projeto corresponde ao desenvolvimento de um sistema em malha aberta que é comandado por meio de um joystick. É importante ressaltar que o sistema pode desativar em caso de detecção de alta temperatura nos motores, inabilitando o comando por meio do joystick.

Deseja-se testar em especial a funcionalidade do módulo do driver de potência quando sujeito às condições reais de operação, ou seja, objetiva-se colocar a cadeira em processo de experimentação em bancada para verificar a resposta do sistema. Esse ensaio é importante para verificar se o módulo de driver de potência e a integração do mesmo com o sistema em geral consegue operar como desejado.

O joystick escolhido, mostrado na Figura 51, é o modelo JC2000026 da Penny & Giles e a Tabela 10 apresenta as principais características elétricas do dispositivo.

Trata-se de um dispositivo indutivo multiaxial que possibilita o controle em dois eixos, o circuito indutivo interno do JC200-0026 produz um sinal analógico proporcional à distância sobre a qual o punho do Joystick é movido em cada eixo. Nesse sentido realizou-



Figura 51 – Joystick JC200-0026

Tabela 10 – Especificações JC2000026

Descrição	Valor
Tensão de alimentação	0-12V
Oscilação da tensão de saída	10%Vs com relação ao Tap central
Tensão de Tap central	50%Vs ± 1%

se um teste com o dispositivo alimentando-o com uma tensão de 5V e verificou-se com o voltímetro a variação de tensão dos fios correspondentes a cada eixo ao se mover o punho.

### 3.4.1 Circuito de Condicionamento dos sinais do Joystick

No intuito de ajustar o nível de tensão de saída nos terminais do joystick aos níveis de tensão para GPIO da BBB implementou-se um circuito amplificador subtrator de tensão, mostrado na Figura 52, cuja a equação geral é dada por,

$$V_{out} = \frac{R_o}{R_i}(V_+ - V_-) \quad (3.29)$$

onde,

$R_o$ : resistor de realimentação negativa;

$R_i$ : os resistores conectados aos terminais do amplificador;

$V_+$ : Tensão aplicada ao terminal não inversor do amplificador;

$V_-$ : Tensão aplicada ao terminal não inversor do amplificador;

Considerando as informações apresentadas na Tabela 10 e que a tensão de alimentação utilizada é de 5V, a tensão verificada nos terminais de saída do joystick deveria ser aproximadamente 2.5V quando o mancho estivesse na posição neutra. Experimentalmente obteve-se 2.25V para a tensão no terminal referente ao eixo  $x$  e 2.57 para a tensão no terminal referente ao eixo  $y$ .

Nesse sentido, calculou-se os resistores  $R_8$  e  $R_{12}$  utilizando o conceito de divisores de tensão. Assim,

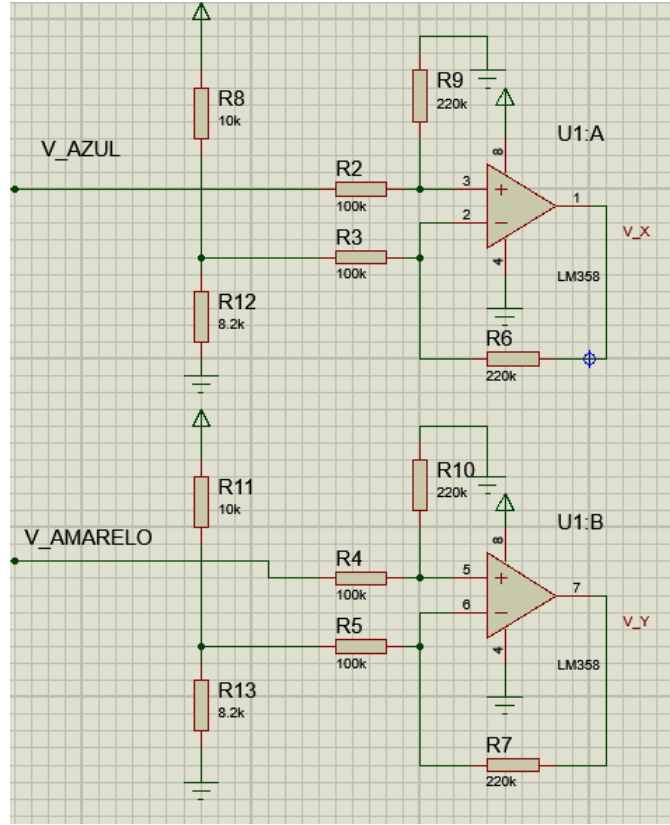


Figura 52 – Esquemático do circuito condicionador dos sinais do joystick

$$V_+ = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_8} V_{in} \quad (3.30)$$

Sabe-se, portanto que  $V_- = 2,25$  quando o mancho está na posição neutra. Escolheu-se  $R_8 = 10k$  logo o valor de  $R_{12}$  é dado por,

$$R_{12} = \frac{R_8 \times V_{in}}{V_+} - R_8 = 8.2k\Omega \quad (3.31)$$

Os valores dos resistores  $R_{11}$  e  $R_{13}$  foram obtidos de maneira análoga.

Em testes experimentais observou-se que a máxima variação de tensão nos terminais era de 0.8V para a tensão no terminal referente ao eixo  $x$  e 0.3V para a tensão no terminal referente ao eixo  $y$ . Como os pinos analógicos da BBB operam com níveis de tensão de até 1.8V, calculou-se o ganho de modo que a máxima tensão fosse menor do que 1.8V e, a partir do ganho escolheu-se os valores dos resistores  $R_2$  e  $R_3$  e calculou-se o resistor  $R_6$ . Para  $R_2 = R_3 = 100k$ ,

$$R_6 = 2.2 \times R_2 = 220k \quad (3.32)$$

A Tabela 11 apresenta a lista de componentes necessários para a montagem do circuito condicionados de dados do joystick.

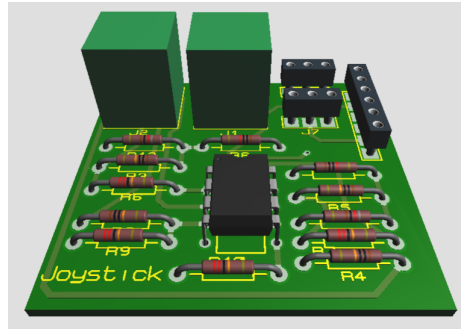


Figura 53 – Simulação 3D da placa de condicionador dos sinais do joystick e dos sensores LM35

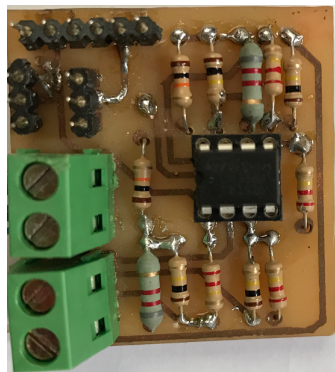


Figura 54 – Fotografia da placa de condicionador dos sinais do joystick e dos sensores LM35

Tabela 11 – Lista de Componentes para placa do Joystick

Componente	Quantidade	Referência	Valor
Born	2	J1,J2	CONN-H2
Born	2	J3	CONN-SIL-03
Born	1	J3	CONN-SIL-06
Resistor	4	R12-R5	100k
Resistor	4	R6,R7,R9-R10	220k
Resistor	2	R8,R11	10K
Resistor	2	R12,R13	8k2
CI	1	U2	LM358

### 3.4.2 Estimativa de Investimento

Tendo em face as soluções disponíveis no mercado brasileiro e que o modelo de cadeira de rodas motorizada mais barato encontrado custa R\$6.051,00, e que a proposta do presente projeto centra-se no desenvolvimento de uma solução de baixo custo realizou-se uma análise de custo para delimitar preliminarmente o custo estimado do protótipo. A Tabela 12 apresenta uma descrição preliminar do investimento projetado para a aquisição de todos os componentes necessários para a montagem do protótipo.

Tabela 12 – Relação de custos do protótipo (\* Corresponde à um valor estimado.)

Descrição	Valor R\$
Cadeira + Motores + Adaptação mecânica	2.000,00*
Bateria 12V/12Ah	180,00
Beaglebone	385,00
Joystick	530,40
Componentes para o Driver	74,50
Sensores LM35	18,00
<b>TOTAL</b>	<b>3187,90</b>

É importante salientar que a Tabela 12 é uma descrição dos componentes utilizados apenas neste trabalho.

Para efeitos consultivos, os esquemáticos dos circuitos propostos, layouts das placas de circuito impresso e todos os códigos implementados na BBB estão disponíveis para acesso no GitHub e podem ser acessados por meio do link:

[https://github.com/reginaivo/TCC\\_Cadeira](https://github.com/reginaivo/TCC_Cadeira)



## 4 Resultados e Discussão

Esse capítulo trata-se da descrição dos resultados obtidos em testes de bancada. Nesse sentido, apresenta-se os resultados dos testes do *driver de potência* com os motores desacoplados e com os motores acoplados nas rodas, dos testes com o *joystick* e do teste de integração do sistema.

### 4.1 Testes Funcionais

Realizou-se testes funcionais em bancada com as duas placas de Driver de Potência. Um dos problemas dos testes em bancada ocorreram em virtude do uso de uma bateria de moto que já está com a capacidade de se manter com carga um pouco limitada. Assim, a bateria descarregava rapidamente e era necessário carregá-la novamente para a continuação da execução dos testes.

O primeiro teste correspondeu ao teste de chaveamento dos Transistores Mosfets da Ponte H. Utilizando o multímetro aferiu-se a tensão média nos bornes de saída para os motores.

A primeira placa apresentou níveis de tensão de 11.67V e 0.26V para o primeiro modo de chaveamento e 11.84V e 0.24V para o segundo modo de chaveamento. Enquanto que a segunda placa obteve uma performance um pouco melhor apresentando níveis de tensão de 11.85V e 0.02V para o primeiro modo de chaveamento e 11.93V e 0.02V para o segundo modo de chaveamento. A diferença mostrada ocorre em função de aspectos de construção das placas.

O segundo teste consistiu no controle dos motores sem carga. Para esse teste conectou-se as placas do Driver de potência à cada um dos motores e os referidos pinos de PWM e DIR, como mostrado na Figura 56.

Implementou-se um *script* para a realização do teste que executava as seguintes instruções:

- Variava-se o valor de Duty cycle desde 100% até 0%, que corresponde à situação de desligamento do motor, em passos de 10% a cada 2 segundos;
- Alterava-se o nível lógico do pino DIR, para testar a inversão de sentido;
- Variava-se novamente os valores de duty cycle desde 0% até 100% em passos de 10% a cada 2 segundos;
- Desligava o motor.

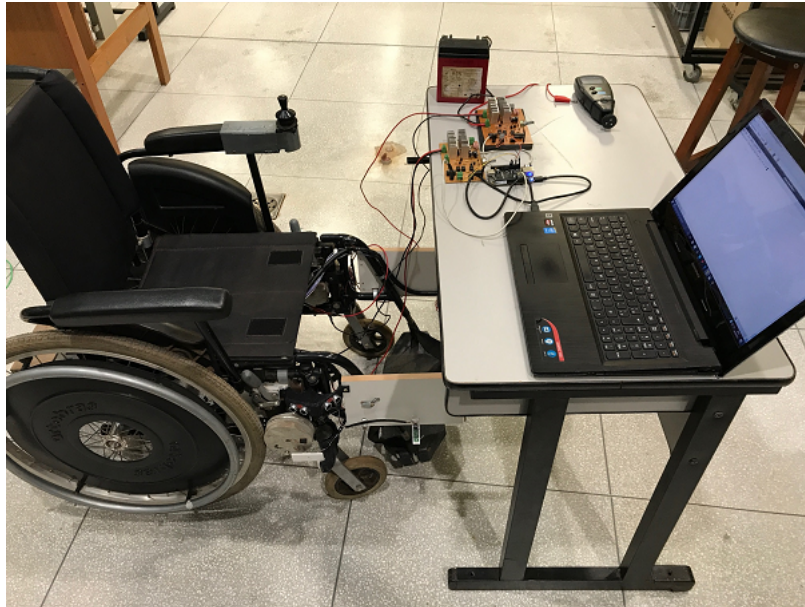


Figura 55 – Montagem do teste sem carga

Utilizou-se um tacômetro acoplado ao redutor do motor para aferir a variação real de velocidade angular, como mostrado na Figura 55.



Figura 56 – Teste com tacômetro

Para os testes com o motor direito a Tabela 13 apresenta os resultados obtidos por meio da leitura dos valores de velocidade angular lidos em rpm para cada valor de duty



Tabela 13 – Teste com tacômetro no motor direito

Duty Cycle	Velocidade em RPM ↓	Velocidade em RPM ↑
100%	544.7	576.7
90%	537.6	549.7
80%	507.3	497.9
70%	494.0	468.0
60%	480.8	462.8
50%	456.1	433.0
40%	371.3	381.1
30%	342.9	313.7
20%	285.7	265.7
10%	216.4	212.7

Tabela 14 – Teste com tacômetro no motor esquerdo

Duty Cycle	Velocidade em RPM ↓	Velocidade em RPM ↑
100%	598.8	617.3
90%	573.4	577.3
80%	553.5	541.6
70%	524.1	512.4
60%	493.4	471.8
50%	456.1	438.4
40%	404.5	401.4
30%	359.9	321.3
20%	305.6	288.9
10%	267.8	232.8

cycle.

Para os testes com o motor esquerdo a Tabela 14 apresenta os resultados obtidos por meio da leitura dos valores de velocidade angular lidos em rpm para cada valor de duty cycle.

Ao final dos testes observou-se que a bateria estava com um nível de tensão próximo à 10.71V, o que justifica os valores de velocidade angulares obtidos no teste para o motor direito serem menores.

O terceiro teste realizou-se acoplando os redutores dos motores nos pneus da cadeira. O acoplamento do lado esquerdo está com uma folga mecânico, logo o acoplamento entre o redutor e o pneu não foi perfeito mas foi possível verificar que o sistema é capaz de girar a roda com facilidade. Para a realização desse teste suspendeu-se a cadeira de modo que as rodas estivessem livres para girar.

Em todos os testes não foi verificado aquecimento dos transistores. No entanto verificou-se aquecimento do resistores shunt para os testes executados com baixos valores de duty cycle.

O quarto teste consistiu no teste de verificação das funções de conversão em coor-

denadas polares e de cinemática, a montagem é mostrada na Figura 57. Verificou-se que um problema era nas posições em que o joystick estaria em ângulos próximos a  $0^\circ$  e  $180^\circ$ , em que a cadeira deve girar em torno de seu próprio eixo, com os dois motores girando na mesma velocidade mas em sentidos opostos. O problema é que é complicado posicionar o joystick exatamente nesses ângulos, estabeleceu-se então uma faixa de valores para os quais o sistema deve operar considerando essas situações. Assim, ajustou-se o sistema de modo que seja considerado  $0^\circ$  a faixa de valores compreendida para  $\theta \leq 15^\circ$  e  $\theta \geq 345^\circ$  e de maneira análoga,  $180^\circ$  a faixa de valores compreendida para  $\theta \leq 195^\circ$  e  $\theta \geq 165^\circ$ .

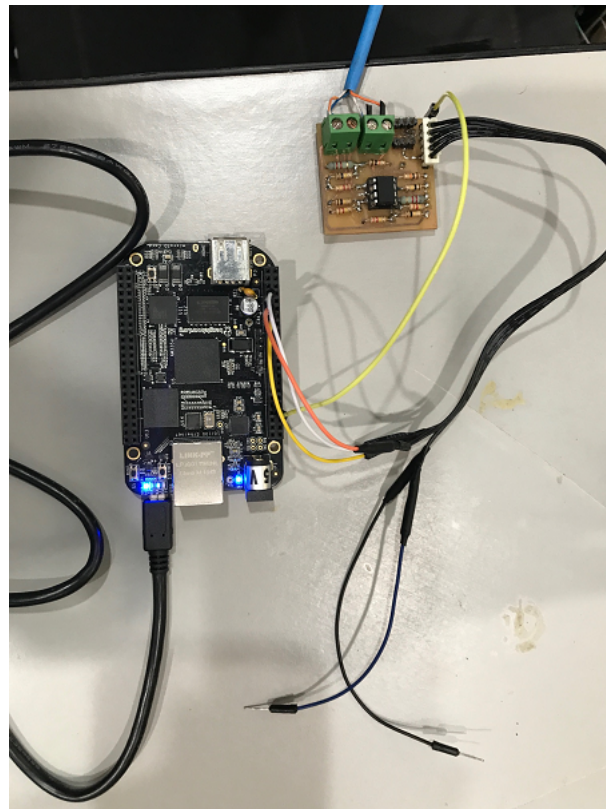


Figura 57 – Teste com joystick

O último teste envolveu a integração dos testes utilizando o joystick para controlar o sistema. O protótipo ainda não possui uma bateria de 5V para alimentação da BBB e do circuito de controle, logo realizou-se esse teste utilizando uma fonte de 5V com um cabo extenso.

Todos os testes foram filmados e editados de modo que é possível verificar nos vídeos a execução do teste em paralelo aos resultados. Todos os vídeos estão disponíveis no canal que pode acessado por meio do link :

<https://www.youtube.com/channel/UCjjqrWf5EoCu8Og0dZpiCLA>

O produto a ser entregue na conclusão desse trabalho é uma cadeira de rodas motorizada cujos movimentos são acionados por meio de um joystick e controlados por um sistema implementado na plataforma Beaglebone Black que possui como entradas

também os sinais provenientes de dois sensores de temperatura. O produto conta também com duas PCIs desenvolvida para o driver de potência para os motores e uma desenvolvida para condicionamento dos sinais provenientes do joystick.

Foram realizados apenas testes de controle em malha aberta, e segundo os resultados dos testes de integração é possível ver que é possível controlar a cadeira com a utilização do joystick, como proposto. A plataforma também foi preparada para testes em malha fechada, com a inserção de um sensor de velocidade angular também será possível testar o sistema em malha fechada. Apesar do sistema ter sido testado em malha aberta e não possuir sintonia automática observou-se que o mesmo apresenta boa resposta em termos funcionais.



## 5 Considerações Finais

Esse trabalho tratou da definição geral do sistema, que compreende informações relevantes ao processo de construção do protótipo. Em primeiro momento delimitou-se as diretrizes do sistema, como os requisitos operacionais e funcionais, em seguida definiu-se o sistema eletrônico a ser implementado. Priorizou-se o projeto do driver de potência em função da sua essencialidade no sistema como um todo. Foram realizadas simulações, testes em protoboard e implementação final em placas de circuito impresso.

Com relação ao sistema de sensoramento, inicialmente definiu-se as variáveis fundamentais do sistema de sensoramento, ou seja, as grandezas que possuíam alto grau de prioridade, sendo elas a temperatura e a corrente, e em seguida, implementou-se um circuito de proteção contra sobrecorrente no projeto do driver de potência e inseriu-se no sistema o sensoramento de temperatura por meio do sensor LM35.

Implementou-se em software o sistema de controle. Por fim realizou-se a integração dos módulos supracitados. Não foi implementado o controle em malha fechada em função do protótipo ainda não possuir sensoramento de velocidade angular funcional, no entanto as subrotinas referentes ao controle utilizando PID já estão implementadas na BBB.

### 5.1 Trabalhos Futuros

- *Confeccionar versão final da PCI do driver de potência*

De porte do circuito projetado, a próxima fase a ser executada é a confecção das placas utilizando tecnologia industrial permitindo que falhas em virtude do processo de confecção manual das placas sejam evitadas.

- *Integrar o sensoramento de corrente com ACS709*

Deseja-se implementar futuramente um sensor de corrente em cada motor de modo a aferir a corrente instantânea que está fluindo nos mesmos de modo a permitir o cálculos de outros parâmetros importantes ao projeto, como por exemplo estimar o torque a partir do valor de corrente dos motores. Tendo em vista tal necessidade realizou-se a especificação de um sensor adequado bem como inseriu-se no projeto do Driver de potência um borne dedicado à conexão futura do referido sensor.

Para dimensionar o sensor de corrente para aferir a corrente nos motores deve-se levar em consideração que a corrente de partida em motores de indução é muito superior a corrente nominal do motor, nesse sentido escolheu-se um sensor de corrente que permite altas correntes em uma pequena janela de tempo, ou seja, em situações

de regime transiente. O sensor escolhido é o ACS709, mostrado na Figura 58, que permite a aferição de  $\pm 37.5A$  em condições normais de operação.

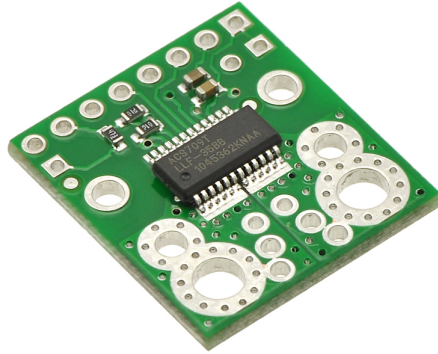


Figura 58 – Sensor de Corrente ACS709

O ACS709 é um sensor ativo cuja tensão de alimentação pode variar entre 3 e 5.5V e o sinal de saída é um nível de tensão analógico de saída, segundo o *datasheet*, é expresso pela relação:

$$V_{out} = (0.028 \times i + 2.5) \frac{VCC}{5} \quad (5.1)$$

A aquisição dos dados deverá ser implementada de maneira análoga ao descrito para o *módulo de temperatura*.

- *Integrar o sistema com os sensores do projeto de instrumentação*

Deverá ser realizada a integração da malha de controle com os sensores de velocidade angular de modo a possibilitar o controle em malha fechada do sistema. Em seguida é importante também a realização da integração com os sensores de detecção de obstáculos, como os sensores de ultrassom e os sensores de infravermelho de modo a aumentar a robustez da solução para usuários portadores de tetraplegia.

- *Sintonia do PID com Particle Swarm Optimization*

Com o objetivo de realizar sintonia dinâmica dos parâmetros do controlador PID, implementou-se uma função baseada no processo de otimização por enxame de partículas, em inglês *particle swarm optimization*- PSO, que consiste em uma técnica de otimização estocástica inspirada no comportamento social de conjuntos de pássaros ou peixes.

É importante salientar que apesar da função referente ao PSO estar implementada na BBB, a mesma não foi integrada aos outros módulos do controlador visto que para a implementação do PSO o modelo da planta deve estar bem definido. Como a modelagem da planta não faz parte do escopo desse projeto, apenas desenvolveu-se a função do PSO para ser integrada trabalhos futuros ao sistema.

# Referências

- ADAPTE/DF. Carlos Humberto Llanos Quintero, Rudi Henri Van Els, Milton Luiz Siqueira, Walter de Britto Vidal Filho, Daniel Mauricio Muñoz Arboleda, Rafael Avila Pereira, Guilherme de Souza Lima Queiroga, Murilo Lima de Lana Torres; José Cícero Medeiros Franco, *KIT PARA MOTORIZAÇÃO DE CADEIRAS DE RODAS MANUAIS*. 2017. MU 8903008-7. Citado na página 20.
- AVR221, A. N. Discrete pid controller. *Atmel Corporation*, 2006. Citado na página 44.
- BAREA, R. et al. System for assisted mobility using eye movements based on electrooculography. *IEEE transactions on neural systems and rehabilitation engineering*, IEEE, v. 10, n. 4, p. 209–218, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 29.
- BOURHIS, G. et al. An autonomous vehicle for people with motor disabilities. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 20–28, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 30.
- CENSO, I. Disponível em: < <http://www.censo2010.ibge.gov.br/>>. Consultado em, v. 12, 2010. Citado na página 19.
- CTA. Tecnologia assistiva. *Brasília: CORDE*, 2009. Citado na página 27.
- DEFINO, H. L. Trauma raquimedular. *Medicina (Ribeirao Preto. Online)*, v. 32, n. 4, p. 388–400, 1999. Citado na página 19.
- FERREIRA, C. L. L. Interface de sopro e sucção para controle de cadeira de rodas. Paraná, Brazil, p. 64, 2008. Citado na página 29.
- FERREIRA, R. C. H. Multiplicador de tensão utilizando capacitores. Unicamp, p. 10, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 11, 36 e 38.
- FILHO, W. d. B. V. et al. Desenvolvimento de kit para automação de cadeira de rodas convencional. In: *VI Congresso Nacional de Engenharia Mecânica-CONEM, Campina Grande, Paraíba, Brasil. Copyright*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 19.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Digital control of dynamic systems*. [S.l.]: Addison-wesley Menlo Park, 1998. v. 3. Citado na página 38.
- HARDIANSYAH, R. et al. The electric wheelchair control using electromyography sensor of arm muscle. In: *2016 International Conference on Information Communication Technology and Systems (ICTS)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 129–134. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 31.
- HUANG, C. K. et al. Development of a smart wheelchair with dual functions: Real-time control and automated guide. In: *2017 2nd International Conference on Control and Robotics Engineering (ICCRE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 73–76. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 31.
- INSTRUMENTS, T. Precision timers. *NE555 datasheet, SEP*, 1973. Citado na página 66.

- KIM, P. *Kalman filter for beginners: with MATLAB examples*. [S.l.]: CreateSpace, 2011. Citado na página 45.
- MEDEIROS, T. I. O. d.; COSTA, J. R. M.; SOARES, J. A. B. Controlando um motor dc via wi-fi, utilizando o intel galileo. p. 16, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 36.
- NISE, N. S.; SILVA, F. R. da. *Engenharia de sistemas de controle*. [S.l.]: LTC, 2002. v. 3. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- NUNES, U. et al. Using distributed systems in real-time control of autonomous vehicles. *Robotica*, Cambridge Univ Press, v. 21, n. 03, p. 271–281, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 30.
- OGATA, K.; MAYA, P. Á.; LEONARDI, F. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Prentice Hall, 2003. Citado na página 39.
- ONU. *Person with disabilities*. 2014. <<http://www.un.org/en/globalissues/disabilities/index.shtml>>. Accessed: 2016-05-05. Citado na página 19.
- PELLEGRINI, M. A. *Person with disabilities*. 2015. <<http://www.ame-sp.org.br/noticias/jornal/novas/tejournal127.shtml>>. Accessed: 2016-05-10. Citado na página 27.
- S.A., W. I. Características e especificações de motores de corrente contínua e conversores ca/cc. Citado na página 73.
- SIEGWART, R.; NOURBAKHSH, I. R.; SCARAMUZZA, D. *Introduction to autonomous mobile robots*. [S.l.]: MIT press, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 11, 32 e 34.
- STARR, G. P. Introduction to applied digital control. *Lecture Notes in Digital Control*, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 11, 43 e 44.
- THORLABS. *PID Basics*. 2012. <[https://www.thorlabs.de/newgrouppage9.cfm?objectgroup\\_id=9013](https://www.thorlabs.de/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=9013)>. Accessed: 2016-04-13. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 38.
- ZANATTA, A. F.; GODOY, E. P.; PORTO, A. J. V. Simulação, análise e controle de motor de corrente contínua utilizando um sistema de controle via rede can. Citado na página 55.